

การจัดหาร่มอนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

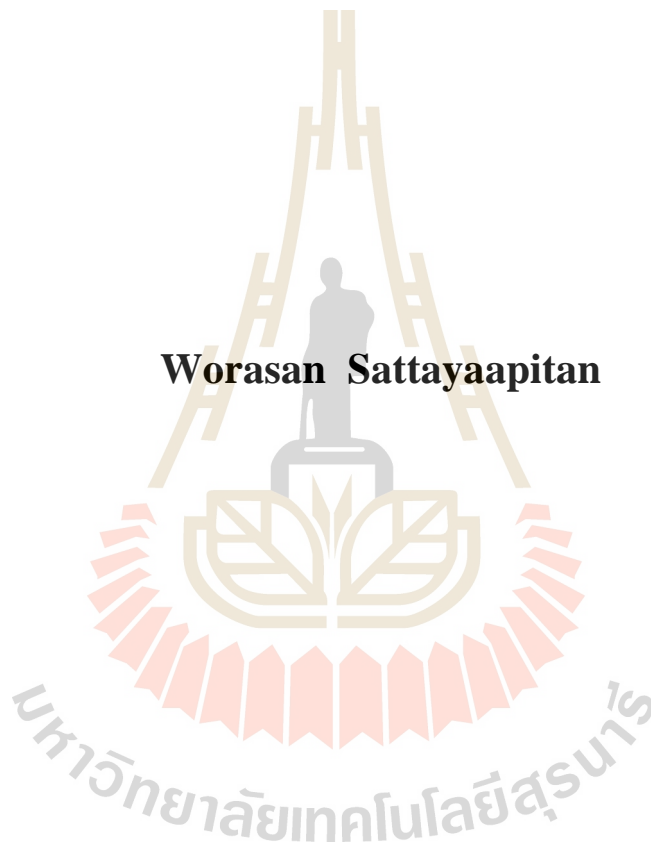
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ปีการศึกษา 2559

**HARMONIC ELIMINATION VIA ACTIVE POWER FILTER
BASED ON ONE CYCLE CONTROL**

Worasan Sattayaapitan

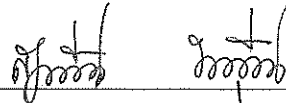


**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
Academic Year 2016**

การกำจัดการรบกวนอิเล็กทรอนิกส์ด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



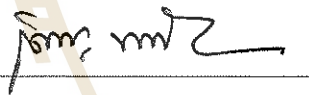
(ผศ. ดร.สุดารัตน์ ขวัญอ่อน)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร.กองพล อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(รศ. ดร.เฉชา พวงดาวเรือง)

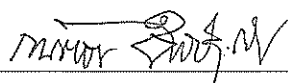
กรรมการ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและนวัตกรรมการ



(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

วรสันต์ สัตยาอภิธาน : การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอิงการ
ควบคุมหนึ่งวงจรรอบ (HARMONIC ELIMINATION VIA ACTIVE POWER FILTER
BASED ON ONE CYCLE CONTROL) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.กองพล
อารีรักษ์, 158 หน้า

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการ
ควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส และระบบไฟฟ้าสามเฟส การ
ควบคุมดังกล่าวมีการทำงานที่ละคาบเวลา ในทุก ๆ คาบเวลาจะควบคุมให้แรงดันที่แหล่งจ่าย
กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย และตัวต้านทานเสมือนมีความสัมพันธ์กันแบบเชิงเส้น ส่งผลให้
กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายไม่มีปริมาณฮาร์มอนิก และมีเฟสตรงกับแรงดัน ซึ่งการควบคุมแบบอิงการ
ควบคุมหนึ่งวงจรรอบเป็นวิธีที่ไม่มีการตรวจจับฮาร์มอนิก ส่งผลให้ลดขั้นตอนการกำจัด ฮาร์มอนิก
และไม่ต้องใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ทำให้การทำงานของระบบมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว ใน
ส่วนการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะใช้ตัวควบคุมแบบพีไอที่ใช้
วิธีการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิม การยืนยันผลการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ
ร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบจะอาศัยการจำลองสถานการณ์จากโปรแกรม
SIMULINK ของ MATLAB และผลที่ได้ทดสอบจากชุดฮาร์ดแวร์ พบว่า การกำจัด ฮาร์มอนิกด้วย
วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบสามารถกำจัดฮาร์มอนิกได้ดี ให้ค่า %THD
ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับก่อนการชดเชย
นอกจากนี้ผลการทดสอบค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ พบว่า ตัวควบคุมพีไอมี
สมรรถนะที่เพียงพอต่อการควบคุมให้แรงดันไฟฟ้าบัลไฟตรงมีค่าตรงตามแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิง

WORASAN SATTAYAAPITAN : HARMONIC ELIMINATION VIA

ACTIVE POWER FILTER BASED ON ONE CYCLE CONTROL. THESIS

ADVISOR : ASSOC. PROF. KONGPOL AREERAK, Ph.D., 158 PP.

HARMONIC ELIMINATION VIA ACTIVE POWER FILTER BASED ON ONE CYCLE CONTROL

This thesis presents the harmonic elimination using an active power filter based on one cycle control for a single-phase and three-phase systems. The one cycle control is designed to operate in each sampling period. The source voltages, the source currents and the equivalent resistor are controlled to be a linear relationship in every sampling period. From this approach, the harmonic components of the source currents are not appeared. The phase of source currents is also the same as the phase of the source voltages. The one cycle control can be operated without the harmonic detection process. Thus, it can certainly reduce the procedure of harmonic elimination. In this thesis, the microcontroller board is not used to implement one cycle control. Therefore, the proposed control strategy can provide the fast response. The PI controller is used to control the DC bus voltage. The parameters of PI controller are designed by using the conventional method. The results for harmonic elimination using the active power filter with one cycle control are confirmed by the simulation using the Simulink/ MATLAB program. The hardware implementation of the

considered system is presented. The experimental results show that the one cycle control approach can provide the good results in term of harmonic elimination using the active power filter. The %*THD* values of the source currents after compensation are reduced compared with before compensation. The DC bus voltage of active power filter is regulated by the PI controller following on the desired value. As a results, this controller is appropriate to control the DC bus voltage.



School of Electrical Engineering

Academic Year 2016

Student's Signature อัครวิทย์ สักขะอริณ

Advisor's Signature วิทย์ อ

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการสำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทาน และแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนทำให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น รวมทั้งเป็นกำลังใจ และเป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตหลาย ๆ ด้านให้กับผู้วิจัยเสมอมา

อาจารย์ ดร.ทศพร ฌรณกุลฤทธิ์ ที่ให้คำแนะนำทางด้านวิชาการ รวมทั้งให้กำลังใจในการทำวิจัยมาโดยตลอด

อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำ และความรู้ทางวิชาการอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

ขอขอบพระคุณนายพลสิทธิ์ สานติประพันธ์ นายอภิชัย สุยะพันธ์ นายรัชพงศ์ สุวงษานางสาวปทุมพร วงศ์ใหญ่ นายชาคริต ปานแป้น และนางสาวจิรวรรณ หอมจันทร์ ที่ให้ความช่วยเหลือ แลกเปลี่ยนความรู้ทางวิชาการ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

ขอขอบคุณบุคลากรศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่อำนวยความสะดวกในการทำงาน

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้ความรัก กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และให้การสนับสนุนทางด้านการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา

วรสันต์ สัตยาภิธาน

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญ	จ
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ฉ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	ผ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3
1.6 การจัดรูปแบบรายงานวิจัยวิทยานิพนธ์	3
2 ทัศนวิสัยและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 ทัศนวิสัยและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ	4
2.3 ทัศนวิสัยและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ.....	7
2.4 สรุป	8
3 การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	9
3.1 บทนำ.....	9
3.2 การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	9

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2.1	ทฤษฎีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	9
3.2.2	การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	19
3.3	การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าสามเฟส	23
3.3.1	ทฤษฎีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ในระบบไฟฟ้าสามเฟส	23
3.3.2	การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าสามเฟส	36
3.4	สรุป	45
4	การออกแบบระบบควบคุมของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	46
4.1	บทนำ.....	46
4.2	การออกแบบระบบควบคุมของวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส ..	46
4.2.1	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	46
4.2.2	การออกแบบตัวควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ...	49
4.2.3	การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	53
4.3	การออกแบบระบบควบคุมของวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบไฟฟ้าสามเฟส ...	62
4.3.1	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	62
4.3.2	การออกแบบตัวควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ...	64
4.3.3	การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าสามเฟส	67
4.4	สรุป.....	78
5	ระบบฮาร์ดแวร์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุม แบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	79
5.1	บทนำ.....	79
5.2	การสร้างฮาร์ดแวร์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก	79
5.2.1	ระบบไฟฟ้ากำลัง	80
5.2.2	วงจรกรองกำลังแอกทีฟ	84
5.2.3	วงจรการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ	86
5.3	การทดสอบระบบฮาร์ดแวร์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ....	111

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.4 สรุป.....	121
6 ระบบฮาร์ดแวร์การจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าสามเฟส	122
6.1 บทนำ.....	122
6.2 การสร้างฮาร์ดแวร์ระบบการจัดฮาร์โมนิก	122
6.2.1 ระบบไฟฟ้ากำลัง	123
6.2.2 วงจรกรองกำลังแอกทีฟ.....	125
6.2.3 วงจรการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ	126
6.3 การทดสอบระบบฮาร์ดแวร์การจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ....	127
6.4 สรุป.....	145
7 สรุปและข้อเสนอแนะ	146
7.1 สรุป.....	146
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	147
รายการอ้างอิง.....	149
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา.....	152
ประวัติผู้เขียน.....	158

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

2.1	ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ	4
2.2	ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ	8
3.1	การทำงานของบล็อกฟลิปฟล็อป	22
3.2	แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ตามรูปแบบสถานะสวิตช์ไอจีบีทีสามตัวล่าง	40
4.1	ขนาดกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่พิจารณา	47
4.2	ค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่พิจารณา	53
4.3	ค่า %THD ของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสกรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด	60
4.4	ขนาดกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าสามเฟสที่พิจารณา	63
4.5	ค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าสามเฟสที่พิจารณา	67
4.6	ค่า %THD ของระบบไฟฟ้าสามเฟสกรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด	77
5.1	ผลค่า %THD จากการทดสอบกรณีโหลดที่มีขนาดต่างกันในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	116
6.1	ผลค่า %THD จากการทดสอบกรณีโหลดที่มีขนาดต่างกันในระบบไฟฟ้าสามเฟส	138

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
3.1 การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรรองกำลังแอกทีฟกรณีหนึ่งเฟส ..	10
3.2 การพิจารณาค่าความต้านทานเสมือนสำหรับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ...	10
3.3 โครงสร้างของวงจรรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบหนึ่งเฟส	11
3.4 วงจรสมมูลที่ช่วงเวลา $0 \leq t_1 \leq dT_s$ (โหมดที่ 1)	12
3.5 กระแสและแรงดันของตัวเหนี่ยวนำ (L_c)	13
3.6 วงจรสมมูลที่ช่วงเวลา $dT_s \leq t_2 \leq T_s$ (โหมดที่ 2)	14
3.7 การเปรียบเทียบสัญญาณในระบบหนึ่งเฟส	17
3.8 บล็อกการทำงานของวิธีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ สำหรับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	19
3.9 การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	21
3.10 การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรรองกำลังแอกทีฟ ในระบบไฟฟ้าสามเฟส	24
3.11 โครงสร้างของวงจรรองกำลังแอกทีฟ	25
3.12 การเปรียบเทียบสัญญาณในระบบสามเฟส	35
3.13 บล็อกการทำงานของวิธีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ในระบบไฟฟ้าสามเฟส	37
3.14 การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรรองกำลังแอกทีฟ กรณีระบบสามเฟส	39
4.1 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	48
4.2 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ	52
4.3 ระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์	54
4.4 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกกรณีโหลดตัวต้านทาน R_L เท่ากับ $45 \, \Omega$ ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L ขนาด $0.5 \, \text{H}$	55
4.5 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัลไฟตรง	56

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 ระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์กรณีมีการเปลี่ยนแปลง โหลดแบบทันทีทันใด	57
4.7 ผลการจำลองสถานการณ์สำหรับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสกรณีมีการเปลี่ยนแปลง โหลดแบบทันทีทันใด	58
4.8 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60Ω	59
4.9 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 45Ω	59
4.10 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 35Ω	60
4.11 ผลค่า %THD กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	61
4.12 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัสไฟตรงกรณีมีการเปลี่ยนแปลง ขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลด	62
4.13 สเปกตรัมของกระแสฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าสามเฟส	63
4.14 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ	66
4.15 ระบบไฟฟ้าสามเฟสที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์	68
4.16 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส u กรณี R_L เท่ากับ 70Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L เท่ากับ 0.5 H	69
4.17 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส v กรณี R_L เท่ากับ 70Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L เท่ากับ 0.5 H	70
4.18 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส w กรณี R_L เท่ากับ 70Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L เท่ากับ 0.5 H	71
4.19 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัสไฟตรง	72
4.20 ระบบไฟฟ้าสามเฟสที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์กรณีมีการเปลี่ยนแปลง โหลดแบบทันทีทันใด	73
4.21 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด	74
4.22 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90Ω	75
4.23 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70Ω	75
4.24 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60Ω	76

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.25 ผลค่า %THD กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้าสามเฟส	77
4.26 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัลไฟตรงกรณีโหลด มีการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้า.....	78
5.1 ระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่พิจารณา.....	80
5.2 หม้อแปลงไฟฟ้าหนึ่งเฟสแบบปรับค่าได้ รุ่น TSB-10M.....	81
5.3 หม้อแปลงไฟฟ้าหนึ่งเฟส.....	81
5.4 ตัวเหนี่ยวนำ L_s ขนาดเท่ากับ 10 μ H	82
5.5 ตัวเหนี่ยวนำ L_l ขนาดเท่ากับ 3 mH	82
5.6 วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสแบบบริดจ์ รุ่น MB356.....	83
5.7 ตัวเหนี่ยวนำ L_L ขนาดเท่ากับ 0.5 H	83
5.8 ชุดโหลดโหลดไฟฟ้ากระแสตรง	84
5.9 วงจรโออิบิทีอินเวอร์เตอร์สามเฟสชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า รุ่น 6MBP50RA120-55.....	85
5.10 ตัวเก็บประจุ C_{dc} ขนาดเท่ากับ 2800 μ F	85
5.11 ตัวต้านทาน R_c ขนาดเท่ากับ 10 Ω	86
5.12 ตัวเหนี่ยวนำ L_c ขนาดเท่ากับ 7.5 mH	86
5.13 เซนเซอร์วัดกระแส	87
5.14 เซนเซอร์วัดแรงดันไฟฟ้าคิซี	88
5.15 โครงสร้างที่ใช้ในการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ สำหรับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	88
5.16 ไอซีเบอร์ LF351	89
5.17 โครงสร้างวงจรขยายผลต่าง	89
5.18 วงจรขยายผลต่างที่ใช้งานจริง	91
5.19 ผลการทดสอบวงจรขยายผลต่างกรณีที่ 1.....	91
5.20 ผลการทดสอบวงจรขยายผลต่างกรณีที่ 2.....	92
5.21 โครงสร้างวงจรตัวควบคุมแบบพีไอ	93
5.22 โครงสร้างวงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ	93

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.23	โครงสร้างวงจรอินทิเกรต 94
5.24	โครงสร้างวงจรรวมสัญญาณ 96
5.25	วงจรตัวควบคุมแบบพีไอที่ใช้งานจริง..... 98
5.26	ผลการทดสอบของวงจรตัวควบคุมแบบพีไอ..... 99
5.27	ไอซีเบอร์ 555..... 100
5.28	โครงสร้างวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 100
5.29	วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาที่นำมาใช้จริง 101
5.30	ผลการทดสอบวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 101
5.31	โครงสร้างไอซีเบอร์ DG445DJ..... 102
5.32	โครงสร้างวงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้..... 103
5.33	วงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้ที่ใช้งานจริง..... 104
5.34	ผลการทดสอบวงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้..... 105
5.35	วงจรรวมสัญญาณที่ใช้งานจริง..... 106
5.36	วงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณที่ใช้งานจริง..... 106
5.37	โครงสร้างของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ 107
5.38	วงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ใช้งานจริง 107
5.39	แสดงผลการทดสอบวงจรเปรียบเทียบสัญญาณกรณีแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 5 V..... 108
5.40	แสดงผลการทดสอบวงจรเปรียบเทียบสัญญาณกรณีแรงดันอ้างอิงเท่ากับ -5 V 108
5.41	ไอซีเบอร์ MC140138CP..... 109
5.42	โครงสร้างของวงจรอาร์เอสฟลิปฟล็อป..... 109
5.43	วงจรอาร์เอสฟลิปฟล็อปที่ใช้งานจริง..... 110
5.44	ผลการทดสอบวงจรอาร์เอสฟลิปฟล็อปกรณีที่ 1 110
5.45	ผลการทดสอบวงจรอาร์เอสฟลิปฟล็อปกรณีที่ 2..... 111
5.46	ผลการกำจัดฮาร์โมนิกในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω .. 112
5.47	ผลค่าแรงดันบัลไฟตรงกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω 113
5.48	ผลการกำจัดฮาร์โมนิกในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 45 Ω .. 113

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

5.49	ผลค่าแรงดันบัสไฟตรงกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 45 Ω	114
5.50	ผลการกำจัดฮาร์โมนิกในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 35 Ω ..	115
5.51	ผลค่าแรงดันบัสไฟตรง กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 35 Ω	116
5.52	ผลค่า %THD จากการทดสอบกรณีโหลดที่มีขนาดต่างกันในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	117
5.53	ผลการทดสอบกรณีมีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด จากโหลด R_L เท่ากับ 60 Ω เป็น 45 Ω	118
5.54	ผลการทดสอบกรณีมีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด จากโหลด R_L เท่ากับ 45 Ω เป็น 35 Ω	118
5.55	ค่าแรงดันบัสไฟตรงกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดจากโหลด R_L เท่ากับ 60 Ω เป็น 45 Ω	119
5.56	ค่าแรงดันบัสไฟตรงกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดจากโหลด R_L เท่ากับ 45 Ω เป็น 35 Ω	120
5.57	สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส	121
6.1	ระบบไฟฟ้าสามเฟสที่พิจารณา	123
6.2	หม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟสแบบปรับค่าได้ รุ่น TDGC260908002	124
6.3	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ รุ่น VS-26MT160	125
6.4	ตัวเหนี่ยวนำ L_c ขนาดเท่ากับ 1 mH.	125
6.5	โครงสร้างวงจรการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบสำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟส ..	126
6.6	ผลการกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส u กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90 Ω	128
6.7	ผลการกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส v กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90 Ω	129
6.8	ผลการกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส w กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90 Ω	129
6.9	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยทั้งสามเฟส กรณีความต้านทาน R_L เท่ากับ 90 Ω	130
6.10	ผลค่าแรงดันบัสไฟตรงกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90 Ω	131
6.11	ผลการกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส u กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70 Ω	132
6.12	ผลการกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส v กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70 Ω	132
6.13	ผลการกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส w กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70 Ω	133

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

6.14	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยทั้งสามเฟส กรณีความต้านทาน R_L เท่ากับ 70 Ω	133
6.15	ผลค่าแรงดันบัสไฟตรงกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70 Ω	134
6.16	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส u กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω	135
6.17	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส v กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω	135
6.18	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส w กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω	136
6.19	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยทั้งสามเฟส กรณีความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω	136
6.20	ผลค่าแรงดันบัสไฟตรงกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω	137
6.21	ผลค่า %THD จากการทดสอบกรณีโหลดที่มีขนาดต่างกันในระบบไฟฟ้าสามเฟส	138
6.22	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส u กรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด จากโหลด R_L เท่ากับ 90 Ω เป็น 70 Ω	139
6.23	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส v กรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด จากโหลด R_L เท่ากับ 90 Ω เป็น 70 Ω	140
6.24	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส w กรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด จากโหลด R_L เท่ากับ 90 Ω เป็น 70 Ω	140
6.25	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส u กรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด จากโหลด R_L เท่ากับ 70 Ω เป็น 60 Ω	141
6.26	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส v กรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด จากโหลด R_L เท่ากับ 70 Ω เป็น 60 Ω	141
6.27	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส w กรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด จากโหลด R_L เท่ากับ 70 Ω เป็น 60 Ω	142
6.28	ค่าแรงดันบัสไฟตรงกรณีเปลี่ยนแปลงจากโหลด R_L เท่ากับ 90 Ω เป็น 70 Ω	143
6.29	ค่าแรงดันบัสไฟตรงกรณีเปลี่ยนแปลงจากโหลด R_L เท่ากับ 70 Ω เป็น 60 Ω	143
6.30	สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของเฟส u	144

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

S	=	ค่าความถี่เชิงมุม (rad/s)
\tilde{S}_{mv}	=	ค่าความถี่ธรรมชาติ (rad/s)
'	=	ค่าอัตราส่วนการหน่วง
APF	=	วงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน (Active Power Filter)
C_{dc}	=	ตัวเก็บประจุ (μF)
$C_{dc,min}$	=	ค่าขอบเขตต่ำสุดของค่าตัวเก็บประจุ (μF)
CLK	=	บล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกา
d	=	อัตราส่วนช่วงใช้งานหนึ่งเฟส
d_{CLK}	=	อัตราส่วนช่วงใช้งานของบล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกา
d'_u	=	อัตราส่วนช่วงใช้งานเฟส u
d'_v	=	อัตราส่วนช่วงใช้งานเฟส v
d'_w	=	อัตราส่วนช่วงใช้งานเฟส w
i_c	=	กระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ (A)
I_h	=	แอมพลิจูดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่มีขนาดของกระแสสูงสุด (A)
I_p	=	ค่ากระแสเหนี่ยวนำค่ายอด (A)
i_s	=	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (A)
I_0	=	ค่ากระแสเหนี่ยวนำเริ่มต้น (A)
i_{su}	=	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของเฟส u (A)
i_{sv}	=	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของเฟส v (A)
i_{sw}	=	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ของเฟส w (A)
f	=	ความถี่ของอันดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสสูงสุด (Hz)
$f_{h,max}$	=	ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับสูงสุดที่พิจารณา (Hz)
f_{line}	=	ค่าความถี่ของระบบไฟฟ้า (Hz)

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

f_s	=	ความถี่สวิตช์ (kHz)
K_I	=	อัตราขยายของตัวควบคุมไอ
K_P	=	อัตราขยายของตัวควบคุมพี
KVL	=	กฎแรงดันไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Voltage Law)
KCL	=	กฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Current Law)
L_c	=	ตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (mH)
$L_{c,max}$	=	ค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุด (mH)
L_L	=	โหลดตัวเหนี่ยวนำ (H)
$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)$	=	ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงสูงสุดเทียบกับเวลา (A/s)
OCC	=	ระบบควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ (One Cycle Control)
P.O.	=	เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน (%)
P_{ac}	=	กำลังงานแอกทีฟของปริมาณฮาร์มอนิก (W)
P_{in}	=	กำลังงานไฟฟ้าอินพุตของระบบไฟฟ้า (VA)
P_L	=	กำลังงานไฟฟ้าของโหลด (VA)
P_{out}	=	กำลังงานไฟฟ้าเอาต์พุตของระบบไฟฟ้า (VA)
R	=	สถานะรีเซตของบล็อกฟลิปฟล็อป (Ω)
R_c	=	ตัวต้านทานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (Ω)
R_e	=	ตัวต้านทานเสมือน (Ω)
R_L	=	โหลดค่าความต้านทาน (Ω)
R_s	=	ค่าอัตราส่วนของเซนเซอร์วัดกระแส
S	=	สถานะเซตของบล็อกฟลิปฟล็อป
%THD	=	ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกสัณฐาน (%)
T_i	=	คาบเวลาการอินทิเกรต (s)

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

T_s	=	คาบเวลาการทำงาน (s)
t_u	=	เวลาที่ได้จากการควบคุมการทำงานเฟส u (s)
t_v	=	เวลาที่ได้จากการควบคุมการทำงานเฟส v (s)
t_w	=	เวลาที่ได้จากการควบคุมการทำงานเฟส w (s)
t	=	เวลาที่ได้จากการควบคุมการทำงานหนึ่งเฟส (s)
ΔV_{dc}	=	ค่าแรงดันกระเพื่อม (V)
\tilde{V}_{dc}	=	ค่าความผิดพลาดแรงดัน (V)
V_{dc}^*	=	แรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V)
V_{dc}	=	แรงดันบัสไฟตรง (V)
v_I	=	แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส (V)
v_{Iu}	=	แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ของเฟส u (V)
v_{Iv}	=	แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ของเฟส v (V)
v_{Iw}	=	แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ของเฟส w (V)
V_m	=	สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอ
v_L	=	แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (V)
v_R	=	สัญญาณที่ใช้ในการเปรียบเทียบกับสัญญาณ
v_s	=	แรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหนึ่งเฟส (V)
$V_{s,P}$	=	ค่ายอดแรงดัน ไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (V)
v_{su}	=	แรงดันที่แหล่งจ่ายเฟส u (V)
v_{sv}	=	แรงดันที่แหล่งจ่ายเฟส v (V)
v_{sw}	=	แรงดันที่แหล่งจ่ายเฟส w (V)

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบัน โหลดของระบบไฟฟ้ากำลังส่วนใหญ่มีพฤติกรรมไม่เป็นเชิงเส้น เป็นสาเหตุที่ก่อให้เกิดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า ปัญหาดังกล่าวส่งผลกระทบหลายประการ เช่น ทำให้มีเตอร่วัดค่าไฟทำงานผิดพลาด (Indrajit et al., 1989) (Elham et al., 1992) อุปกรณ์ป้องกันทำงานผิดพลาด (Ho et al., 2001) เกิดกำลังงานสูญเสีย (Rice, 1986) และเกิดความร้อนต่ออุปกรณ์ขณะใช้งาน (Wagner, 1993) เป็นต้น จากเหตุผลข้างต้น จึงเป็นประเด็นสำคัญที่ต้องทำการกำจัดฮาร์มอนิก วิธีการกำจัดฮาร์มอนิกที่ได้รับความนิยมกันอย่างแพร่หลายวิธีการหนึ่ง คือ การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน (Shunt Active Power Filter: SAPF) เนื่องจากวิธีดังกล่าวเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพในการกำจัดฮาร์มอนิกสูง และมีความยืดหยุ่นต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้า การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวิธีดังกล่าวต้องอาศัยการควบคุมการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ดี ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ เนื่องจากเป็นวิธีที่ไม่ซับซ้อน ไม่มีการตรวจจับฮาร์มอนิก ส่งผลให้ลดขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกลง และไม่ต้องใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ทำให้การทำงานของระบบมีผลตอบแทนที่รวดเร็ว การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบเป็นวิธีที่สามารถนำไปใช้ในการกำจัดฮาร์มอนิกได้ในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส (Smedley K. M. and et al., 2001) (Huang Y. and et al., 2008) ระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล (Qiao C. and et al., 2004) (Yong W. and et al., 2006) (Chatterjee K. and et al., 2010) (Sreeraj E.S. and et al., 2014) และในระบบสามเฟสสี่สายแบบไม่สมดุล (Cheng L. and Yun-ping Z.) เป็นต้น สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ให้ความสนใจเฉพาะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส และระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลเท่านั้น ในส่วนของการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะใช้ตัวควบคุมแบบพีโอ เนื่องจากตัวควบคุมแบบพีโอสามารถนำมาสร้างฮาร์ดแวร์ได้ง่าย และตัวควบคุมแบบพีโอมีสมรรถนะการควบคุมที่ดีเพียงพอต่อการควบคุม นอกจากนี้การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบเป็นวิธีการควบคุมที่สามารถนำไปใช้ควบคุมร่วมกับวงจรต่าง ๆ ได้หลากหลาย เช่น วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (Smedley et al., 2001) วงจรแปลงผันดิซีเป็นดิซี (Smedley et al., 1995) วงจรแปลงผันเอซีเป็นดิซี (Ghodke et al., 2008) เป็นต้น

ซึ่งการยืนยันผลการจำลองฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบจะอาศัยการจำลองสถานการณ์จากโปรแกรม SIMULINK ของ MATLAB และผลที่ได้ทดสอบจากชุดฮาร์ดแวร์

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการจำลองฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ

1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้ และดำเนินการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

1.2.3 เพื่อสร้างต้นแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ใช้ตัวควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบสำหรับทดสอบจริงในห้องปฏิบัติการ

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 ระบบที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์เป็นระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล

1.3.2 วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่พิจารณาเป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.3.3 การจำลองสถานการณ์พึ่งพาโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems

1.3.4 โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

1.3.5 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

1.3.6 การวิเคราะห์และแก้ไขปัญหาฮาร์โมนิกมุ่งเน้นที่การปรับแก้กระแสฮาร์โมนิกเพียงอย่างเดียว

1.3.7 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการจำลองฮาร์โมนิก ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวม: (%THD)

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาเฉพาะการจำลองกระแสฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าเฟสหนึ่ง และระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล

1.4.2 ผลการทดสอบจริงต้องสามารถทำให้ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกส์รวมมีค่าลดลงเมื่อเทียบกับสถานะก่อนการชดเชย

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการกำจัดการฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ

1.5.2 ได้องค์ความรู้ด้านการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

1.5.3 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการสร้างต้นแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ใช้ตัวควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ

1.6 การจัดรูปเล่มรายงานวิจัยวิทยานิพนธ์

รายงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วย 7 บท ซึ่งในแต่ละบทได้นำเสนอดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ข้อตกลงเบื้องต้น และขอบเขตของงานวิจัย รวมทั้งประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 2 นำเสนอปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ และหลักการทำงานในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส และระบบไฟฟ้าสามเฟส

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดการฮาร์มอนิก ในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสและระบบไฟฟ้าสามเฟส

บทที่ 5 นำเสนอระบบฮาร์ดแวร์การกำจัดการฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ การสร้างฮาร์ดแวร์สำหรับชุดทดสอบจริง และผลการทดสอบการกำจัดการฮาร์มอนิกด้วยชุดทดสอบจริงในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

บทที่ 6 นำเสนอการสร้างฮาร์ดแวร์การกำจัดการฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ และผลการทดสอบการกำจัดการฮาร์มอนิกด้วยชุดทดสอบจริงในระบบไฟฟ้าสามเฟส

บทที่ 7 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกมีอยู่ด้วยกัน 1 ส่วน คือ ภาคผนวก ก. แสดงรายการบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการทำวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 2

ปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการวิจัยเกี่ยวกับการกำจัลดสารมอณิกด้วยวงจรกรอังกำลังแอกทีฟแบบอังกการควบคุมหนึ่งวงรอบ ซึ่งในอดีตที่ผ่านมางานวิจัยด้านดังกล่าวมีผู้วิจัยได้พัฒนาอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน ดังนั้นในบทที่ 2 จึงนำเสนอการสำรวจปรัทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยแบ่งเป็น 2 หัวข้อ คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบอังกการควบคุมหนึ่งวงรอบ และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรอังกำลังแอกทีฟแบบขนาน ซึ่งในแต่ละหัวข้อได้นำเสนอโดยการเรียงลำดับตามปีที่ตีพิมพ์ อธิบายสาระสำคัญของแต่ละงานวิจัยไว้พอสังเขป รวมถึงสรุปองค์ความรู้ที่ได้จากการสำรวจปรัทัศน์วรรณกรรม เพื่อใช้เป็นแนวทางสำหรับการทำวิจัยวิทยานิพนธ์

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบอังกการควบคุมหนึ่งวงรอบ

ปัจจุบันมีการใช้วิธีการควบคุมแบบอังกการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับระบบต่าง ๆ มากมาย เนื่องจากเป็นวิธีการที่ไม่ซับซ้อน สามารถนำมาใช้ร่วมกับระบบต่าง ๆ ได้ง่าย และมีสมรรถนะการทำงานที่ดี ผู้วิจัยจึงเห็นความสำคัญในการนำตัวควบคุมดังกล่าวมาใช้ร่วมกับวงจรกรอังกำลังแอกทีฟสำหรับการกำจัลดสารมอณิก งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ศึกษาค้นคว้างานวิจัยตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบอังกการควบคุมหนึ่งวงรอบ ซึ่งสามารถแสดงเป็นปรัทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องได้ดังตารางที่ 2.1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบอังกการควบคุมหนึ่งวงรอบ

ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1995	K. M. Smedley and S. Cuk	นำเสนอการควบคุมแบบอังกการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรแปลงผันดีซีเป็นดีซี เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุต

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ(ต่อ)

ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2001	K. M. Smedley, L. Zhou and C. Qiao	นำเสนอวิธีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรรอกำลั้งแอกทีฟหนึ่งเฟส เพื่อชดเชยกำลังรีแอกทีฟ และกำจัดกระแสฮาร์มอนิก
2002	C. Qiao, and K. M. Smedley	นำเสนอการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรรอกำลั้งแอกทีฟแบบสามเฟสสมดุล เพื่อชดเชยกำลังรีแอกทีฟ และกำจัดกระแสฮาร์มอนิก
2004	L. Cheng, Z. Yun-ping	นำเสนอเกี่ยวกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรรอกำลั้งแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สายแบบไม่สมดุล เพื่อชดเชยกำลังรีแอกทีฟ และกำจัดกระแสฮาร์มอนิก โดยโครงสร้างของวงจรรอกำลั้งแอกทีฟมีสวิตช์ด้วยกันทั้งหมด 8 ตัว
2006	W. Yong, S. Sunghua, and G. Miao	นำเสนอการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรรอกำลั้งแอกทีฟแบบสามเฟสสมดุล เพื่อชดเชยกำลังรีแอกทีฟ และกำจัดกระแสฮาร์มอนิก พัฒนาโดยใช้เทคนิคการสวิตช์แบบเวกเตอร์ ทำให้ลดกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากการทำงานของสวิตช์ และสามารถทำการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดีขึ้น

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ(ต่อ)

ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2008	D. V. Ghodke, K. Chatterjee and B. G. Fernandes	นำเสนอการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรแปลงผันเอชเป็นดีซี เพื่อควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และพัฒนาส่วนของการควบคุมโดยการเติมแต่งสัญญาณกระแสที่มีเฟสตรงกับแรงดันที่แหล่งจ่าย ให้กับสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายก่อนการเปรียบเทียบสัญญาณ ทำให้มีสมรรถนะการทำงานดีขึ้น
2008	Y. Huang, Z. Zhou and C. Wan	นำเสนอการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบหนึ่งเฟสเพื่อชดเชยกำลังรีแอกทีฟ และกำจัดกระแสฮาร์มอนิกนอกจากนี้ ได้พัฒนาโดยเพิ่มฟลิปฟลอปเพื่อใช้เลือกสัญญาณการสวิตช์ให้เหมาะสมมากขึ้น ทำให้ระบบมีสมรรถนะการทำงานดีขึ้น
2010	K. Chatterjee, D.V. Ghodke, A. Chandra and K. Al-Haddad	นำเสนอการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟทั้งกรณีหนึ่งเฟสและสามเฟสสมดุล เพื่อทำการชดเชยกำลังรีแอกทีฟและกำจัดกระแสฮาร์มอนิก พัฒนาส่วนของการควบคุมโดยการเติมแต่งสัญญาณกระแสที่มีเฟสตรงกันกับแรงดันที่แหล่งจ่าย ให้กับสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายก่อนการเปรียบเทียบสัญญาณ ทำให้การทำงานของตัวควบคุมมีสมรรถนะดีขึ้น

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ(ต่อ)

ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2014	E.S. Sreeraj, E. K. Prejith, K. Chatterjee and S. Bandyopadhyay	นำเสนอการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ร่วมกับวงจรรอกำลังแอกทีฟในระบบหนึ่ง เฟส และสามเฟสสมดุล เพื่อทำการชดเชยกำลัง รีแอกทีฟ และกำจัดกระแสฮาร์มอนิก พัฒนาโดย เพิ่มบล็อกกรองสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย เพื่อ กรองส่วนประกอบดีซีก่อนเข้าการควบคุมแบบอิง การควบคุมหนึ่งวงรอบ และเพิ่มวิธีการเพื่อทำให้ กระแสชดเชย มีส่วนประกอบหลักมูลน้อยที่สุด

จากตารางที่ 2.1 ผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบอิงการควบคุม
หนึ่งวงรอบ พบว่า เป็นวิธีการที่สามารถนำไปใช้กับระบบต่าง ๆ ได้หลากหลาย เช่น วงจรแปลงผัน
ดีซีเป็นดีซี วงจรแปลงผันเอซีเป็นดีซี วงจรแปลงผันดีซีเป็นเอซี วงจรรอกำลังแอกทีฟ
 เป็นต้น การนำไปใช้งานแต่ละวงจรจะมีลักษณะที่คล้ายกัน คือ ใช้ควบคุมการสวิตช์ และใช้ควบคุม
แรงดันบัลไฟตรง ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยให้ความสำคัญเกี่ยวกับการควบคุมแบบอิงการ
ควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรรอกำลังแอกทีฟสำหรับกำจัดฮาร์มอนิก และจากการศึกษา
ค้นคว้างานวิจัยในอดีต พบว่า การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบเป็นวิธีที่สามารถนำมาใช้
งานได้ทั้งระบบหนึ่งเฟส และระบบสามเฟส เป็นวิธีที่ไม่ต้องใช้กระบวนการตรวจจับฮาร์มอนิก
เป็นวิธีที่สามารถสร้างจริงได้ง่าย และยังมีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีอีกด้วย

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

วงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานได้รับความนิยม และใช้กันอย่างแพร่หลาย โดย
เฉพาะงานทางด้านการกำจัดฮาร์มอนิก ค่าพารามิเตอร์ในวงจรมีผลอย่างยิ่งกับสมรรถนะการ
ทำงาน ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงศึกษาค้นคว้างานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบ
ค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ ซึ่งสามารถแสดงเป็นปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่
เกี่ยวข้องได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1997	M.E. Ingram, D. Round	นำเสนอการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (L_f) โดยเป็นการออกแบบหาค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุด ($L_{f,max}$) เพื่อให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีสมรรถนะการทำงานที่ดี
1999	L. Benchaita, S. Saadate, A. Salem nia	นำเสนอการออกแบบค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบไฟฟ้าสามเฟส โดยค่าแรงดันดังกล่าวควรมากกว่า 1.5 เท่าของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย
2006	Y. Wang, J. Li, J. Yu	นำเสนอการออกแบบค่าแรงดันบัสไฟตรง ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส โดยค่าแรงดันดังกล่าวควรมากกว่า 1.1 ถึง 1.3 เท่าของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายและนำเสนอการออกแบบค่าตัวเก็บประจุดีซี (C_{dc}) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยการเลือกค่าที่มากกว่าค่าตัวเก็บประจุต่ำสุด ($C_{dc,min}$) ที่คำนวณโดยสมการที่เกี่ยวข้องกับค่ากำลังไฟฟ้า

จากตารางที่ 2.2 ผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าแรงดันบัสไฟตรง ค่าตัวเก็บประจุดีซี และค่าตัวเหนี่ยวนำวงจรกรองการออกแบบอาศัยวิธีการออกแบบที่ง่าย โดยอาศัยสมการการคำนวณที่ไม่ซับซ้อนร่วมกับการกำหนดเลือกใช้ค่าที่เหมาะสมกับระบบ

2.4 สรุป

ปฏิสัมพันธ์วรรณกรรมที่ได้นำเสนอในบทนี้ คือ ผลงานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งทุกงานวิจัยที่ได้นำเสนอในบทนี้เป็นประโยชน์และสำคัญอย่างยิ่งต่อผู้วิจัย ในการดำเนินงานวิจัยทางด้านการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ใช้การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ

บทที่ 3

การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรสำหรับวงจรกรองกำลังแยกทีฟ

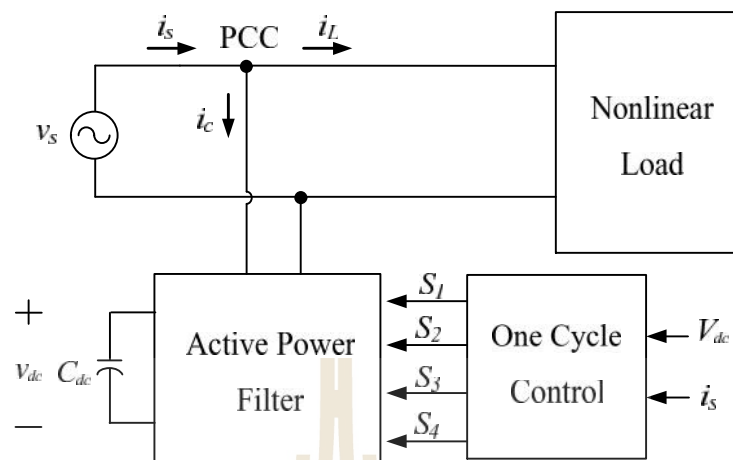
3.1 บทนำ

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแยกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจร มีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องทำความเข้าใจถึงที่มา และหลักการทำงานของระบบควบคุม เพื่อที่จะสามารถนำไปใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องสำหรับการควบคุม ทำให้การกำจัดฮาร์มอนิกมีประสิทธิภาพการทำงานที่ดี ดังนั้นบทนี้จึงนำเสนอทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับหลักการทำงานของระบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสในหัวข้อที่ 3.2 และในระบบไฟฟ้าสามเฟสในหัวข้อที่ 3.3

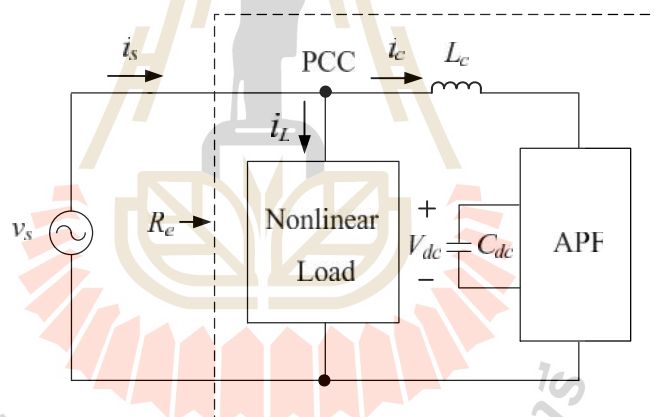
3.2 การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

3.2.1 ทฤษฎีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

ระบบที่ใช้ในการอธิบายการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรสำหรับวงจรกรองกำลังแยกทีฟระบบหนึ่งเฟส แสดงดังรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วย 3 ส่วนสำคัญ ส่วนที่หนึ่ง คือ ระบบไฟฟ้ากำลังหนึ่งเฟสมีโหลดลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Load) ทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า ส่วนที่สอง คือ วงจรกรองกำลังแยกทีฟแบบขนาน (Active Power Filter: APF) ส่วนที่สาม คือ ระบบควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจร (One Cycle Control: OCC)



รูปที่ 3.1 การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรพร้อมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟกรณีหนึ่งเฟส



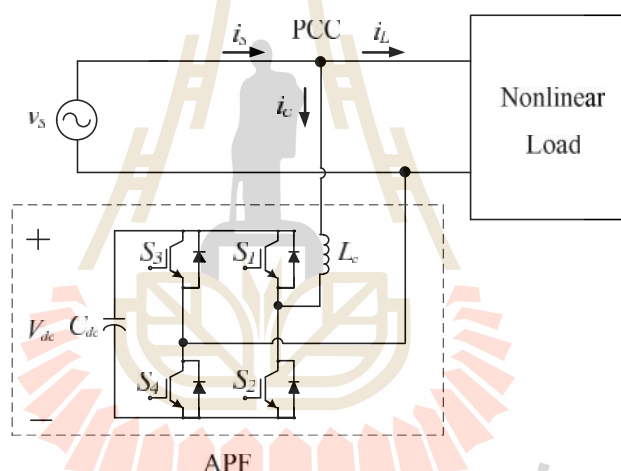
รูปที่ 3.2 การพิจารณาค่าความต้านทานเสมือนสำหรับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจร

จากรูปที่ 3.1 ถ้าพิจารณาการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ต่อขนานกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น สามารถพิจารณาได้จากวงจรสมมูลดังรูปที่ 3.2 จากรูปดังกล่าวจะพิจารณาวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และโหลดไม่เป็นเชิงเส้นเปรียบเสมือนตัวต้านทาน R_e ทั้งนี้เพื่อให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่แหล่งจ่าย (v_s) กระแสที่แหล่งจ่าย (i_s) และตัวต้านทานเสมือน (R_e) เป็นไปตามสมการที่ (3-1) (Smedley K. M. and et al., 2001) ซึ่งเมื่อความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการดังกล่าว จะได้ว่ากระแสที่แหล่งจ่าย แรงดัน และตัวต้านทานเสมือน จะสัมพันธ์

กันแบบเชิงเส้น ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายไม่มีปริมาณฮาร์มอนิก และมีเฟสตรงกับแรงดัน จากความสัมพันธ์สมการที่ (3-1) จะเป็นสมการสำคัญที่ใช้ในการพิสูจน์สมการสำหรับควบคุมการทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสต่อไป

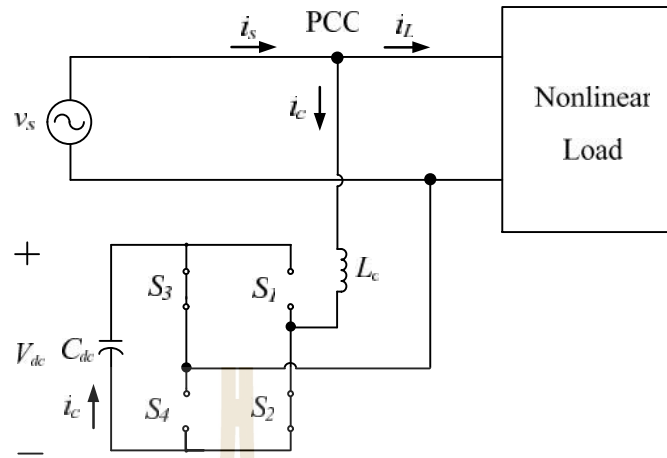
$$v_s = R_e i_s \quad (3-1)$$

การพิสูจน์สมการต่าง ๆ เพื่อใช้ในการอธิบายการทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ จะตั้งต้นจากการหาสมการกระแสของตัวเหนี่ยวนำ (i_c) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยทิศทางของกระแสดังกล่าวจะพิจารณาในทิศทางไหลเข้าวงจรกรองกำลังแอกทีฟ แสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบหนึ่งเฟส

จากรูปที่ 3.3 วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ใช้เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ประกอบด้วยสวิตช์ไอจีบีที (IGBT) ทั้งหมด 4 ตัว มีการทำงานพร้อมกันเป็นคู่ในแต่ละคาบเวลาการทำงาน (T_s) โดยมีอัตราส่วนช่วงใช้งาน (duty ratio: d) สำหรับควบคุมการทำงาน ซึ่งสวิตช์มีการทำงานอยู่ 2 โหมด แต่ละโหมดสามารถอธิบายการทำงาน และหาสมการของกระแสเหนี่ยวนำได้ ดังนี้



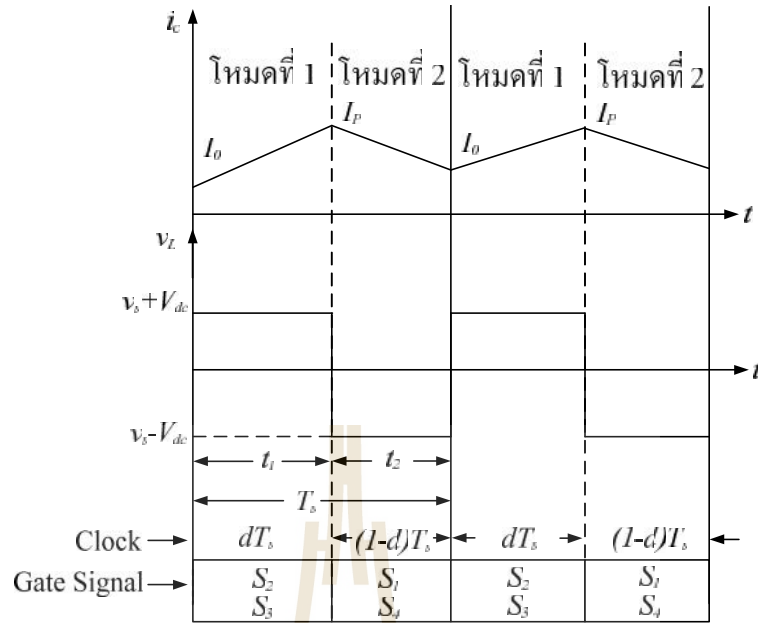
รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลในช่วงเวลา $0 \leq t_1 \leq dT_s$ (โหมดที่ 1)

โหมดที่ 1 คือ ช่วงเวลา $0 \leq t_1 \leq dT_s$ สวิตช์ S_2, S_3 ทำงาน สวิตช์ S_1, S_4 ไม่ทำงาน สามารถแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.4 จากรูปดังกล่าวใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ ทำการหาสมการแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (v_L) จะได้สมการแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในโหมดที่ 1 ดังสมการที่ (3-2)

$$v_L = v_s + V_{dc} \quad (3-2)$$

จากสมการที่ (3-2) ได้มีการออกแบบให้ V_{dc} มีค่ามากกว่าค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ($V_{s,p}$) การออกแบบค่าดังกล่าวจะอธิบายไว้ในบทถัดไป ส่งผลให้ค่า v_L มีค่าเป็นบวกเสมอ เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของตัวเหนี่ยวนำในสมการที่ (3-3) จะพบว่า $\frac{di_c}{dt}$ มีค่าเป็นบวกด้วย เมื่อ v_L มีค่าเป็นบวก ดังนั้นความชันของกระแสจะมีลักษณะขึ้นขึ้นดังรูปที่ 3.5

$$v_L = L_c \frac{di_c}{dt} \quad (3-3)$$



รูปที่ 3.5 กระแสและแรงดันของตัวเหนี่ยวนำ (L_c)

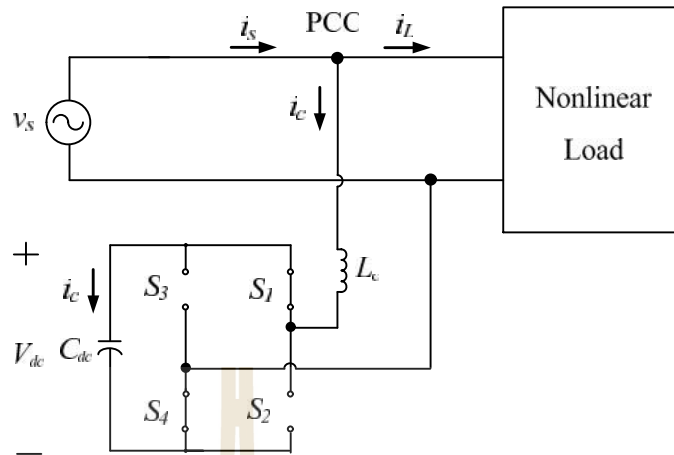
จากรูปที่ 3.5 แสดงกระแสและแรงดันของตัวเหนี่ยวนำทั้ง 2 โหมด จากรูปดังกล่าวจะใช้ในการหาสมการกระแสของตัวเหนี่ยวนำในแต่ละโหมด โหมดที่ 1 ทำการหาความสัมพันธ์ของเทอม $\frac{di_c}{dt}$ จะได้ดังสมการที่ (3-4)

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{I_P - I_0}{dT_s - 0} \quad (3-4)$$

นำสมการที่ (3-2) และสมการที่ (3-4) แทนลงในสมการที่ (3-3) จะได้ดังสมการที่ (3-5) แล้วทำการจัดรูปสมการใหม่จะได้สมการกระแสเหนี่ยวนำในโหมดที่ 1 ดังสมการที่ (3-6)

$$v_s + V_{dc} = L_c \left(\frac{I_P - I_0}{dT_s} \right) \quad (3-5)$$

$$I_P = \left(\frac{v_s + V_{dc}}{L_c} \right) (dT_s) + I_0 \quad (3-6)$$



รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลในช่วงเวลา $dT_s \leq t_2 \leq T_s$ (โหมดที่ 2)

โหมดที่ 2 คือ ช่วงเวลา $dT_s \leq t_2 \leq T_s$ สวิตช์ S_2, S_3 ไม่ทำงาน สวิตช์ S_1, S_4 ทำงาน สามารถแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.6 จากรูปดังกล่าวใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ เพื่อหาสมการแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (v_L) จะได้สมการแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในโหมดที่ 2 ดังสมการที่ (3-7)

$$v_L = v_s - V_{dc} \quad (3-7)$$

จากสมการที่ (3-7) ได้มีการกำหนดให้ V_{dc} มีค่ามากกว่าค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ($V_{s,P}$) จึงส่งผลให้ค่า v_L ของสมการดังกล่าวมีค่าเป็นลบเสมอ เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของตัวเหนี่ยวนำในสมการที่ (3-3) จะพบว่า $\frac{di_c}{dt}$ มีค่าเป็นลบด้วย เมื่อ v_L มีค่าเป็นลบ ดังนั้นความชันของกระแสจะมีลักษณะชันลง มีค่ากระแสเหนี่ยวนำค่ายอด และค่ากระแสเหนี่ยวนำเริ่มต้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.5 จากรูปดังกล่าว ทำการหาความชันของเทอม $\frac{di_c}{dt}$ ในโหมดที่ 2 จะได้ดังสมการที่ (3-8)

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{I_0 - I_p}{T_s - dT_s} \quad (3-8)$$

นำสมการที่ (3-7) และสมการที่ (3-8) แทนลงในสมการที่ (3-3) จะได้ดังสมการที่ (3-9)

$$v_s - V_{dc} = L_c \left(\frac{I_0 - I_p}{(1-d)T_s} \right) \quad (3-9)$$

ทำการจัดรูปสมการใหม่จะได้สมการกระแสเหนี่ยวนำในโหมดที่ 2 ดังสมการที่ (3-10)

$$I_p = - \left(\frac{v_s - V_{dc}}{L_c} \right) (1-d)T_s + I_0 \quad (3-10)$$

สมการกระแสเหนี่ยวนำทั้ง 2 โหมดนี้ จะใช้ในการหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่แหล่งจ่าย (v_s) กับแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ แทน I_p จากสมการที่ (3-6) ในสมการที่ (3-10) จะได้ดังสมการที่ (3-11)

$$(v_s + V_{dc})dT_s = (V_{dc} - v_s)(1-d)T_s \quad (3-11)$$

ดำเนินการจัดรูปสมการใหม่ จะได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันบัสไฟตรง กับแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายดังสมการที่ (3-12)

$$(1-2d)V_{dc} = v_s \quad (3-12)$$

ลำดับถัดมาดำเนินการหาสมการที่ใช้ในการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ด้วยการแทน v_s ของสมการที่ (3-1) ในสมการที่ (3-12) จะได้ดังสมการที่ (3-13)

$$(1-2d)V_{dc} = R_e i_s \quad (3-13)$$

นำสมการที่ (3-13) คูณด้วยค่าอัตราส่วนของเซนเซอร์วัดกระแส (R_s) ตลอดทั้งสมการ จะได้ดังสมการที่ (3-14)

$$\frac{R_s}{R_e}(1-2d)V_{dc} = R_s i_s \quad (3-14)$$

จากสมการที่ (3-14) กำหนดให้เทอม $\frac{R_s}{R_e}V_{dc}$ คือ V_m โดยที่ V_m เป็นสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอที่ใช้ในการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งตัวควบคุมดังกล่าวจะอธิบายในบทถัดไป ดังนั้นสมการที่ (3-14) นำมาเขียนใหม่จะได้สมการที่ใช้ในการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบดังสมการที่ (3-15)

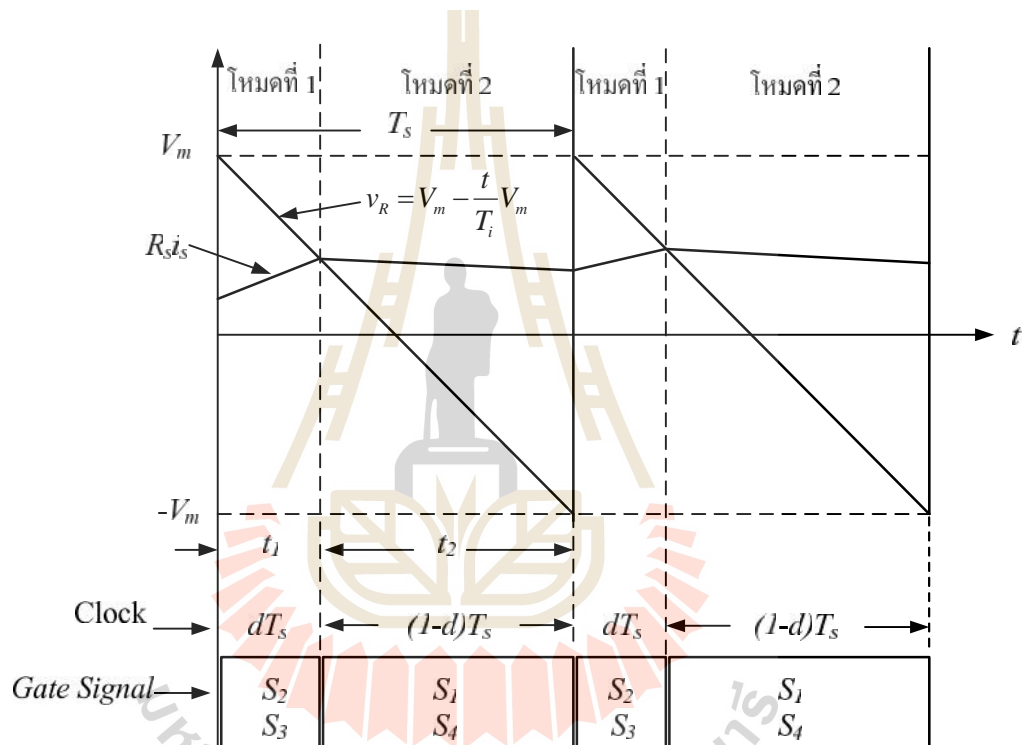
$$V_m(1-2d) = R_s i_s \quad (3-15)$$

จากการพิสูจน์สมการจนกระทั่งได้สมการที่ (3-15) เกิดจากการพิจารณาการทำงานในหนึ่งคาบเวลาของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ดังนั้นสมการดังกล่าวจึงเป็นการควบคุมการทำงานที่ละคาบเวลา มีค่า d เท่ากับ $\frac{t_1}{T_s}$ ส่งผลให้กระแสที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยเป็นไปตามสมการที่ (3-1) กล่าวคือ กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยไม่มีปริมาณฮาร์มอนิกและมีเฟสตรงกับแรงดัน การควบคุมการทำงานให้ได้ตามสมการที่ (3-15) จะใช้วิธีการเปรียบเทียบสัญญาณ โดยกำหนดให้สัญญาณ v_R เป็นสัญญาณที่ใช้ในการเปรียบเทียบกับสัญญาณ $R_s i_s$ ซึ่งสัญญาณ v_R พิจารณาจากเทอม $V_m(1-2d)$ ของสมการที่ (3-15) แทนค่า d เท่ากับ $\frac{t}{T_s}$ ในเทอม $V_m(1-2d)$ ดังนั้นสัญญาณ v_R สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3-16)

$$v_R = V_m - \frac{2t}{T_s}V_m \quad (3-16)$$

จากสมการที่ (3-16) กำหนดให้ T_i เท่ากับ $\frac{T_s}{2}$ ดังนั้นสมการที่ (3-16) สามารถนำมาเขียนใหม่จะได้สมการ v_R ที่ใช้ในการเปรียบเทียบสัญญาณดังสมการที่ (3-17) การเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณ v_R กับสัญญาณ $R_s i_s$ แสดงได้ดังรูปที่ 3.7

$$v_R = V_m - \frac{t}{T_i} V_m \quad (3-17)$$



รูปที่ 3.7 การเปรียบเทียบสัญญาณในระบบหนึ่งเฟส

จากรูปที่ 3.7 การเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณ v_R กับสัญญาณ $R_s i_s$ รูปร่างของสัญญาณ v_R มีที่มาจากสมการที่ (3-17) และสัญญาณ $R_s i_s$ กำหนดให้มีลักษณะขึ้นในโหมดการทำงานที่ 1 และมีลักษณะลงในโหมดการทำงานที่ 2 เนื่องจากค่ากระแสเฟืองในกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (Δi_s) มีค่าเท่ากับ ค่ากระแสเฟืองในกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ (Δi_c) วิเคราะห์ได้จากกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ที่จุดต่อร่วม (Point of Common Coupling: PCC) ในรูปที่ 3.3 ทำให้ได้สมการความสัมพันธ์ของกระแสที่จุด PCC ดังสมการที่ (3-18)

$$i_s = i_c + i_L \quad (3-18)$$

จากสมการที่ (3-18) เมื่อพิจารณาค่ากระแสกระเพื่อมจะได้ดังสมการที่ (3-19) ผลการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ทำให้เกิดค่ากระแสกระเพื่อมในกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (Δi_s) และเกิดค่ากระแสกระเพื่อมในกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (Δi_c) แต่ผลการสวิตช์ไม่ส่งผลต่อค่ากระแสกระเพื่อมในกระแสโหลด (Δi_L) ทำให้ค่า Δi_L มีค่าเท่ากับศูนย์แอมป์ จึงส่งผลให้ค่ากระแสกระเพื่อมในกระแสที่แหล่งจ่าย (Δi_s) มีค่าเท่ากับ ค่ากระแสกระเพื่อมในกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (Δi_c) ดังสมการที่ (3-20)

$$\Delta i_s = \Delta i_c + \Delta i_L \quad (3-19)$$

$$\Delta i_s = \Delta i_c \quad (3-20)$$

จากรูปที่ 3.7 การเปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง v_R กับสัญญาณ $R_s i_s$ เมื่อระดับของสัญญาณ v_R สูงกว่าระดับสัญญาณ $R_s i_s$ เป็นการทำงานในโหมดที่ 1 ในโหมดนี้กระแสที่แหล่งจ่ายมีลักษณะชันขึ้น เมื่อระดับของสัญญาณ $R_s i_s$ เพิ่มขึ้นจนกระทั่งระดับของสัญญาณ $R_s i_s$ เท่ากับระดับของสัญญาณ v_R การทำงานจะเปลี่ยนโหมดเป็นโหมดที่ 2 เวลาที่สัญญาณทั้งสองมีค่าเท่ากัน คือ ค่า DT_s ที่ตรงตามความสัมพันธ์ของสมการที่ (3-15)

จากสมการที่ (3-17) สามารถปรับเทอม $\frac{t}{T_i} V_m$ ให้อยู่ในรูปเทอมอินทิเกรตได้เป็น $\frac{1}{T_i} \int_0^t V_m dt$ ดังนั้นนำสมการที่ (3-17) มาเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (3-21)

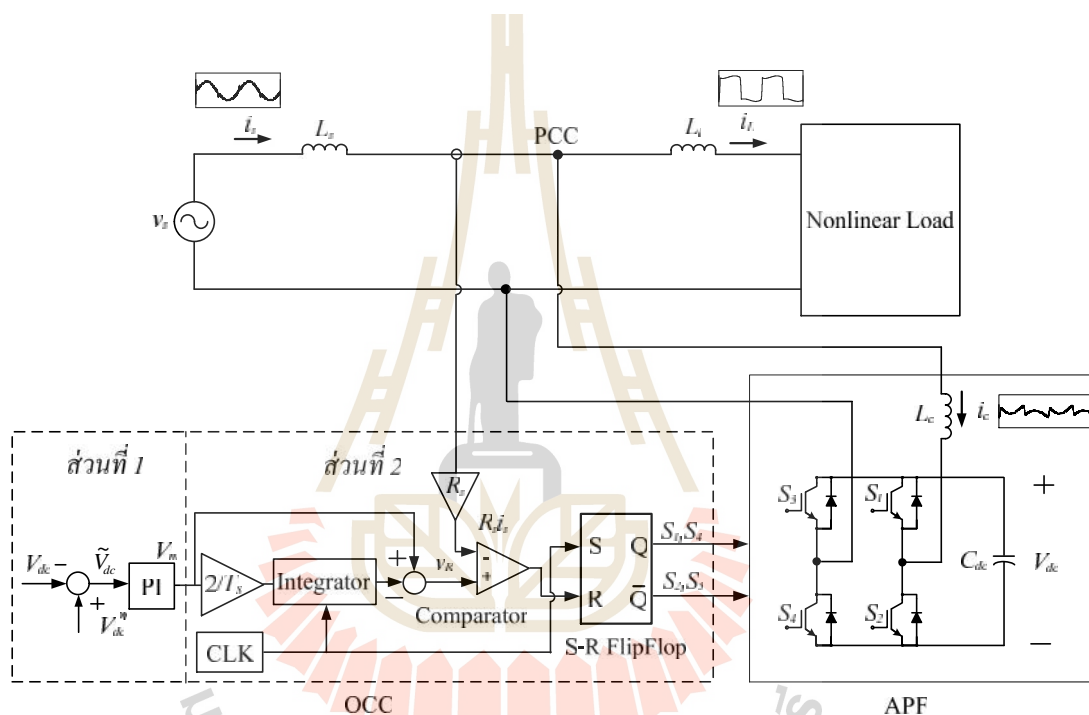
$$v_R = V_m - \frac{1}{T_i} \int_0^t V_m dt \quad (3-21)$$

จากนั้นนำสมการที่ (3-15) มาเขียนใหม่จะได้สมการการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในรูปเทอมอินทิเกรต ได้ดังสมการที่ (3-22) สมการดังกล่าวจะนำไปใช้ในการสร้างบล็อกการทำงาน การอธิบายการทำงานในแต่ละบล็อกการทำงานจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

$$V_m - \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} V_m dt = R_s i_s \quad (3-22)$$

3.2.2 การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

จากหัวข้อที่ผ่านมา ได้กล่าวถึงที่มาของสมการที่ใช้ในการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ดังสมการที่ (3-22) ในหัวข้อนี้จะอธิบายวิธีการทำงานแต่ละบล็อกการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 บล็อกการทำงานของวิธีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ
สำหรับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

จากรูปที่ 3.8 แสดงบล็อกการทำงานของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส โดยจะอธิบายการทำงานออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนที่ 1 ส่วนของการควบคุมลูปแรงดันกระแสตรง ส่วนที่ 2 ส่วนของการควบคุมการทำงานตามสมการที่ (3-22) แต่ละส่วนสามารถอธิบายได้ดังนี้

การทำงานในส่วนที่ 1 คือ ส่วนของการควบคุมลูปแรงดันกระแสตรง ประกอบด้วย บล็อกควบคุมสัญญาณ บล็อกตัวควบคุมพีไอ มีขั้นตอนการทำงาน 2 ขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 เปรียบเทียบสัญญาณระหว่างแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) กับแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) ด้วยบล็อกบวกกลับสัญญาณ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ คือ ค่าความผิดพลาดแรงดัน (\tilde{V}_{dc})

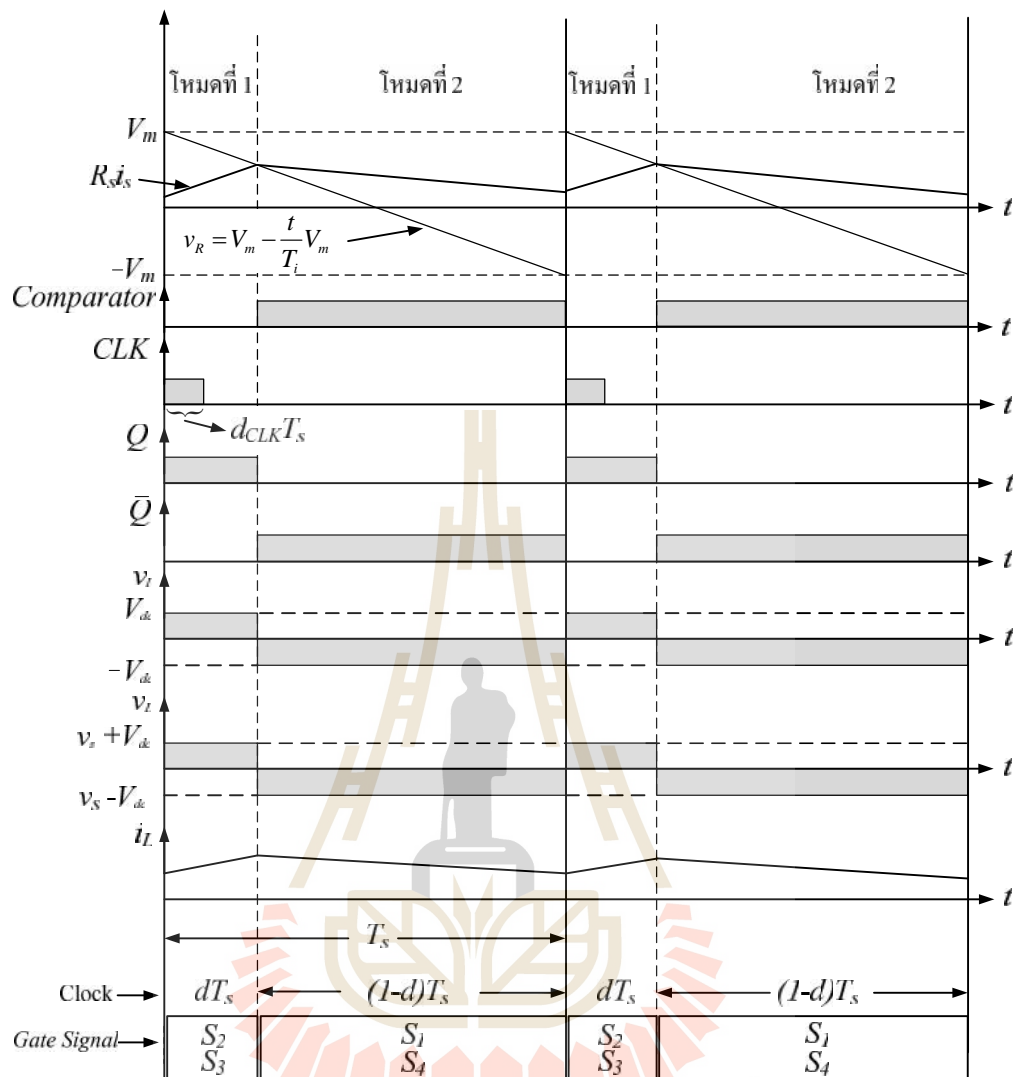
ขั้นตอนที่ 2 ควบคุมค่าความผิดพลาดแรงดันด้วยบล็อกตัวควบคุมพีไอ สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมที่ได้ คือ สัญญาณ V_m การออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวจะอธิบายในบทถัดไป

การทำงานในส่วนที่ 2 คือ ส่วนของการควบคุมการทำงานตามสมการที่ (3-22) ประกอบด้วย บล็อกอัตราขยาย $\left(\frac{2}{T_s}\right)$ บล็อกอินทิเกรต (Integrator) บล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกา (CLK) บล็อกบวกกลับสัญญาณ บล็อกเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) บล็อกอัตราส่วนเซนเซอร์วัดกระแส (R_s) และบล็อกฟลิปฟล็อป (flip-flop) มีขั้นตอนการทำงาน 4 ขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 นำสัญญาณ V_m คูณด้วยค่า $\frac{2}{T_s}$ ด้วยบล็อกอัตราขยาย และทำการอินทิเกรตสัญญาณด้วยบล็อกอินทิเกรต

ขั้นตอนที่ 2 นำสัญญาณ V_m ลบกับสัญญาณเอาต์พุตของบล็อกอินทิเกรต จะได้สัญญาณ v_r ดังสมการที่ (3-21)

ขั้นตอนที่ 3 ทำการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณ v_r กับสัญญาณ $R_s i_s$ การเปรียบเทียบสัญญาณ และการทำงานในแต่ละโหมดการทำงานแสดงได้ในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

จากรูปที่ 3.9 การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ เริ่มจากการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง v_R กับสัญญาณ $R_s i_s$ โดยรายละเอียดการทำงานในแต่ละโหมดยธิบายได้ดังนี้

โหมดยที่ 1 การเปรียบเทียบสัญญาณ เมื่อระดับของสัญญาณ $R_s i_s$ ต่ำว่าระดับของสัญญาณ v_R เอาต์พุตของบล็อกเปรียบเทียบสัญญาณจะมีค่าเป็น 0 จากรูปที่ 3.8 เอาต์พุตของบล็อกเปรียบเทียบสัญญาณต่อกับอินพุตสถานะรีเซ็ต (Reset: R) ของบล็อกฟลิปฟล็อป ส่งผลให้อินพุตของบล็อกฟลิปฟล็อปมีค่าสถานะ R เท่ากับ 0 ด้วย และเอาต์พุตของบล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกาต่อกับอินพุตสถานะเซต (Set: S) ของบล็อกฟลิปฟล็อป กำหนดให้บล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกามีค่า

อัตราส่วนช่วงใช้งาน เท่ากับ d_{CLK} การทำงานบล็อกดังกล่าวจะอธิบายในขั้นตอนที่ 4 ส่งผลให้สัญญาณอินพุตของฟลิปฟล็อปมีค่าสถานะ S เท่ากับ 1 และเปลี่ยนค่าเท่ากับ 0 ที่เวลา $d_{CLK}T_s$ เมื่อพิจารณาเงื่อนไขฟลิปฟล็อปในตารางที่ 3.1 จะได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตของฟลิปฟล็อป คือ Q เท่ากับ 1 และ \bar{Q} เท่ากับ 0 ดังรูปที่ 3.9 ควบคุมการสวิตช์ให้ สวิตช์ S_2, S_3 ทำงาน สวิตช์ S_1, S_4 ไม่ทำงาน แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ เท่ากับ V_{dc} แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นบวกตามความสัมพันธ์ของสมการที่ (3-2) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายมีลักษณะชันขึ้นจนกระทั่งระดับของสัญญาณ R_{si} เท่ากับระดับของสัญญาณ v_R จะเปลี่ยนโหมดการทำงานเป็นโหมดที่ 2

ตารางที่ 3.1 การทำงานของบล็อกฟลิปฟล็อป

S	R	Q_n	\bar{Q}_n
0	0	Q_{n-1}	\bar{Q}_{n-1}
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0

โหมดที่ 2 เปรียบเทียบสัญญาณ เมื่อระดับของสัญญาณ R_{si} สูงกว่าหรือเท่ากับระดับของสัญญาณ v_R เอาต์พุตบล็อกเปรียบเทียบสัญญาณมีค่าเป็น 1 ส่งผลให้ค่า R เท่ากับ 1 ค่า S เท่ากับ 0 ตามเงื่อนไขฟลิปฟล็อปในตารางที่ 3.1 สัญญาณเอาต์พุตของฟลิปฟล็อป คือ Q เท่ากับ 0 และ \bar{Q} เท่ากับ 1 เป็นผลทำให้ สวิตช์ S_2, S_3 ไม่ทำงาน สวิตช์ S_1, S_4 ทำงาน แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ เท่ากับ $-V_{dc}$ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นลบตามความสัมพันธ์ของสมการที่ (3-7) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และกระแสที่แหล่งจ่ายมีลักษณะชันลง

ขั้นตอนที่ 4 รีเซต (Reset) เทอมอินทิเกรตด้วยบล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกา เนื่องจากการควบคุมทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ เป็นการทำงานที่ละคาบเวลา เมื่อครบคาบเวลา T_s จะต้องทำการรีเซตเทอมอินทิเกรต เพื่อจะได้ทำการพิจารณาค่า d ใหม่ตามสมการที่ (3-22) ในรอบการทำงานนั้น ๆ การรีเซตเทอมอินทิเกรตดังกล่าวจะใช้บล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกา

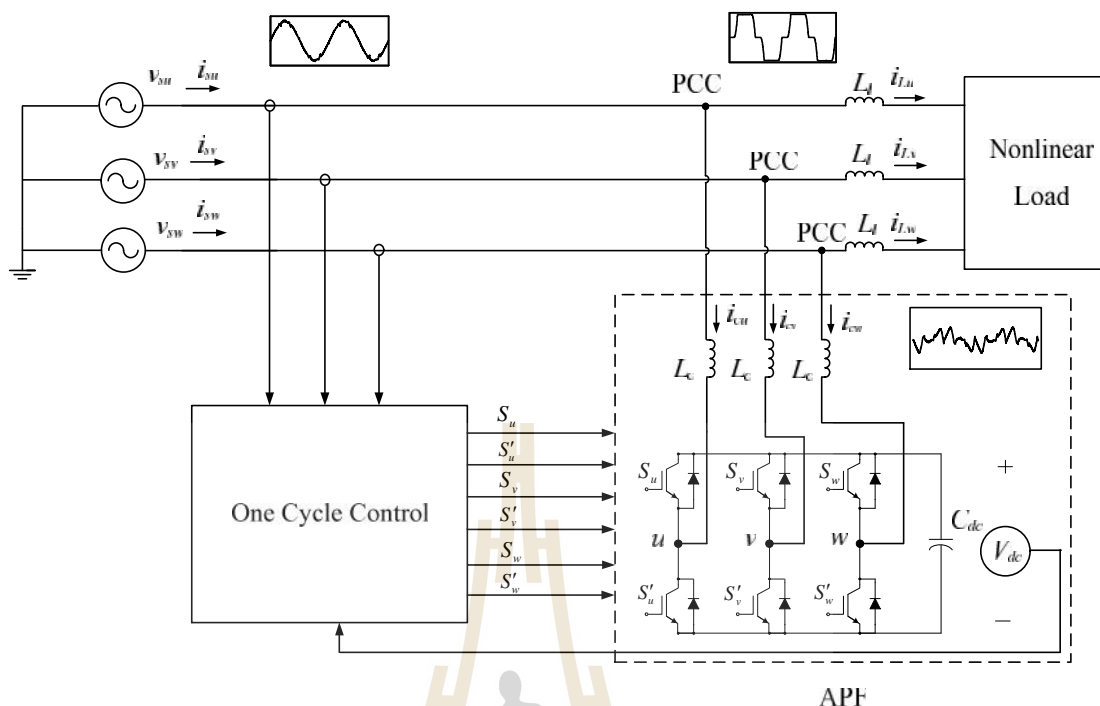
ในการกำหนดการทำงาน เมื่อบล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกา มีสถานะเอาต์พุตเปลี่ยนจากสถานะ 0 ไปเป็นสถานะ 1 บล็อกอินทิเกรตจะทำการรีเซ็ต ซึ่งสถานะดังกล่าวเป็นช่วงเริ่มการควบคุมการทำงานในรอบนั้น ๆ การเลือกใช้ค่า d_{CLK} ถ้าค่า d_{CLK} มีค่ากว้างเกินไปอาจทำให้อินพุตของบล็อกฟลิปฟล็อปมีสถานะ S เท่ากับ 1 และสถานะ R เท่ากับ 1 จะทำให้บล็อกฟลิปฟล็อปไม่ทำงานแสดงได้ในตารางที่ 3.1 การควบคุมการทำงานอาจจะไม่ตรงตามสมการที่ (3-22) โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้ d_{CLK} มีค่าเท่ากับ 0.1

การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส เป็นการควบคุมการทำงานที่ละคาบเวลา ทุก ๆ คาบเวลาจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณ $R_s i_s$ กับสัญญาณ v_R เพื่อหาค่า dT_s ตามสมการที่ (3-22) เมื่อเริ่มคาบเวลาการทำงานใหม่จะทำการรีเซ็ตบล็อกอินทิเกรตเพื่อพิจารณาค่า dT_s ในคาบเวลานั้น ๆ ส่งผลให้แต่ละคาบเวลา v_s , i_s และ R_s สัมพันธ์กันแบบเชิงเส้น ดังสมการที่ (3-1) กล่าวคือ กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายไม่มีปริมาณฮาร์มอนิก และมีเฟสตรงกับแรงดัน ลำดับถัดไปเป็นเนื้อหาเกี่ยวกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรในระบบไฟฟ้าสามเฟส แสดงรายละเอียดได้ดังหัวข้อที่ 3.3 ดังนี้

3.3 การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรในระบบไฟฟ้าสามเฟส

3.3.1 ทฤษฎีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรในระบบไฟฟ้าสามเฟส

ระบบที่ใช้ในการอธิบายการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรร่วมวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบไฟฟ้าสามเฟส แสดงดังรูปที่ 3.10 ซึ่งประกอบด้วย 3 ส่วนสำคัญ ส่วนที่หนึ่ง คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลมีโหลดลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Load) ทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า ส่วนที่สอง คือ วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน (Active Power Filter: APF) ส่วนที่สาม คือ ระบบควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจร (One Cycle Control: OCC)



รูปที่ 3.10 การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ
ในระบบไฟฟ้าสามเฟส

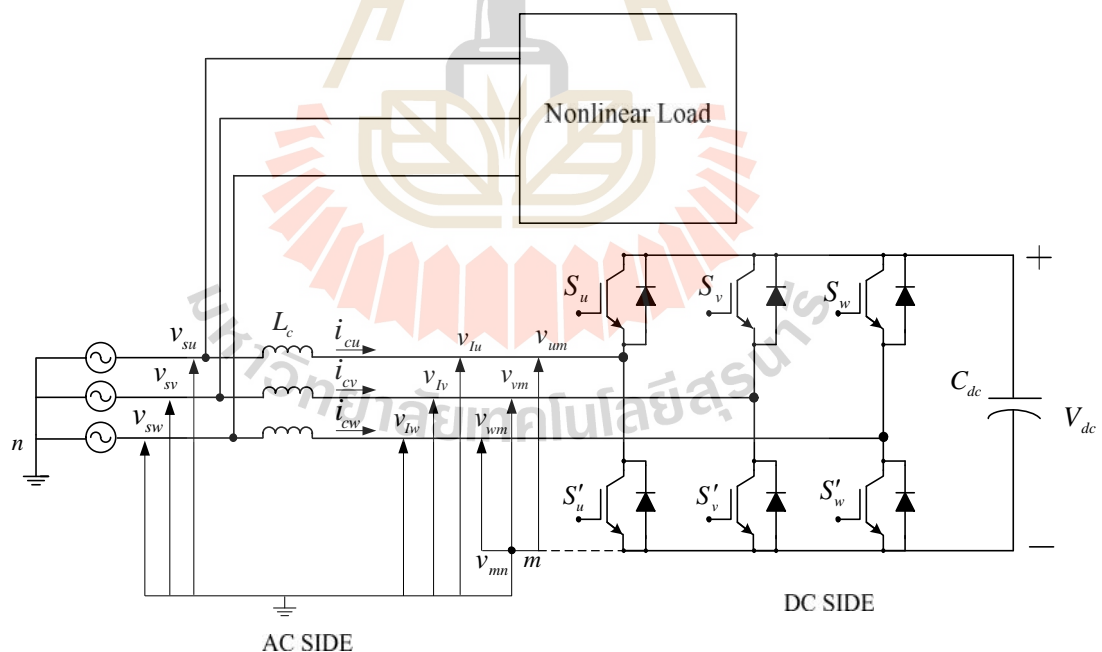
จากรูปที่ 3.10 พิจารณาการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ต่อขนานกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นเปรียบเสมือนตัวต้านทาน R_e เหมือนกับในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส ทั้งนี้เพื่อให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (v_{su}, v_{sv}, v_{sw}) กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_{su}, i_{sv}, i_{sw}) และตัวต้านทานเสมือน (R_e) ของเฟส u v และ w เป็นไปตามสมการที่ (3-23) ถึงสมการที่ (3-25) ตามลำดับ ซึ่งเมื่อความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการดังกล่าว จะได้ว่าแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย และตัวต้านทานเสมือน จะสัมพันธ์กันแบบเชิงเส้น ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของเฟส u v และ w ไม่มีปริมาณฮาร์มอนิก และมีเฟสตรงกับแรงดัน จากความสัมพันธ์สมการที่ (3-23) ถึงสมการที่ (3-25) (Qiao C. and Smedley K.M., 2002) จะเป็นสมการสำคัญที่จะใช้ในการพิสูจน์สมการสำหรับควบคุมการทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าสามเฟสต่อไป

$$v_{su} = i_{su} R_e \quad (3-23)$$

$$v_{sv} = i_{sv} R_e \quad (3-24)$$

$$v_{sw} = i_{sw} R_e \quad (3-25)$$

การพิสูจน์สมการต่าง ๆ เพื่อใช้ในการอธิบายการทำงาน เริ่มต้นจากการพิจารณา กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ในวงจรกรองกำลังแอคทีฟ ซึ่งวงจรกรองกำลังแอคทีฟดังกล่าว มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ (L_c) ตัวเก็บประจุ (C_{dc}) และสวิตช์ไอจีบีที 6 ตัว วงจรอินเวอร์เตอร์ดังกล่าวจะเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันผ่าน ตัวเหนี่ยวนำ กำหนดให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}) ของเฟส u v และ w มีทิศทาง ไหลเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ แสดงดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอคทีฟ

จากรูปที่ 3.11 ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ทางด้านเอซีทั้งสามเฟส จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ (v_{lu}, v_{lv}, v_{lw}) ดังสมการที่ (3-26) ถึงสมการที่ (3-28) ตามลำดับ และพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน v_{lu}, v_{lv}, v_{lw} กับแรงดัน v_{um}, v_{vm}, v_{wm} ได้ดังสมการที่ (3-29) ถึงสมการที่ (3-31) ตามลำดับ โดยที่ S คือ ค่าความถี่เชิงมุม (rad/s)

$$v_{lu} = v_{su} - jS L_c i_{cu} \quad (3-26)$$

$$v_{lv} = v_{sv} - jS L_c i_{cv} \quad (3-27)$$

$$v_{lw} = v_{sw} - jS L_c i_{cw} \quad (3-28)$$

$$v_{lu} = v_{um} + v_{mn} \quad (3-29)$$

$$v_{lv} = v_{vm} + v_{mn} \quad (3-30)$$

$$v_{lw} = v_{wm} + v_{mn} \quad (3-31)$$

การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ เป็นการควบคุมการทำงานที่ละคาบเวลาการทำงาน (T_s) เช่นเดียวกับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส ดังนั้นการวิเคราะห์การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบจะวิเคราะห์การทำงานที่ความถี่สวิตช์ (f_s) ในส่วนของค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ 50 Hz จะพิจารณาให้มีค่าน้อยมาก ส่งผลให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าแรงดันที่แหล่งจ่าย (v_{su}, v_{sv}, v_{sw}) จึงละเลยค่าแรงดันดังกล่าวสำหรับการอธิบายในเบื้องต้น ดังนั้นนำสมการที่ (3-26) ถึงสมการที่ (3-28) มาเขียนสมการใหม่จะได้ดังสมการที่ (3-32) ถึงสมการที่ (3-34) ตามลำดับ

$$v_{lu} \approx v_{su} \quad (3-32)$$

$$v_{lv} \approx v_{sv} \quad (3-33)$$

$$v_{Iw} \approx v_{sw} \quad (3-34)$$

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยได้ตั้งขอบเขตที่จะพิจารณาเฉพาะระบบกำลังไฟฟ้าสามเฟสสมดุลเท่านั้น ส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าของเฟส u v และ w เป็นไปตามสมการที่ (3-35) ถึงสมการที่ (3-37) ตามลำดับ และส่งผลให้ผลรวมของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสเป็นไปตามสมการที่ (3-38)

$$v_{su} = \sqrt{2}V_{rms} \sin(\tilde{S}t) \quad (3-35)$$

$$v_{sv} = \sqrt{2}V_{rms} \sin(\tilde{S}t - 120^\circ) \quad (3-36)$$

$$v_{sw} = \sqrt{2}V_{rms} \sin(\tilde{S}t + 120^\circ) \quad (3-37)$$

$$v_{su} + v_{sv} + v_{sw} = 0 \quad (3-38)$$

แทน v_{su} v_{sv} และ v_{sw} ของสมการที่ (3-32) ถึงสมการที่ (3-34) ในสมการที่ (3-38) จะได้ผลรวมแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ของเฟส u v และ w ดังสมการที่ (3-39)

$$v_{Iu} + v_{Iv} + v_{Iw} = 0 \quad (3-39)$$

แทน v_{Iu} v_{Iv} และ v_{Iw} ของสมการที่ (3-29) ถึงสมการที่ (3-31) ในสมการที่ (3-39) จะได้สมการ v_{mn} ดังสมการที่ (3-40)

$$v_{mn} = -\frac{1}{3}(v_{um} + v_{vm} + v_{wm}) \quad (3-40)$$

แทน v_{mn} ของสมการที่ (3-40) ในสมการที่ (3-29) ถึงสมการที่ (3-31) พร้อมทั้งแทนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่แหล่งจ่าย กับแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ของเฟส u v และ w

ของสมการที่ (3-32) ถึงสมการที่ (3-34) ในสมการที่ (3-29) ถึงสมการที่ (3-31) จะได้ดังสมการที่ (3-41) ถึงสมการที่ (3-43) ตามลำดับ

$$v_{su} \approx v_{lu} = v_{um} - \frac{1}{3}(v_{um} + v_{vm} + v_{wm}) \quad (3-41)$$

$$v_{sv} \approx v_{lv} = v_{vm} - \frac{1}{3}(v_{um} + v_{vm} + v_{wm}) \quad (3-42)$$

$$v_{sw} \approx v_{lw} = v_{wm} - \frac{1}{3}(v_{um} + v_{vm} + v_{wm}) \quad (3-43)$$

ลำดับถัดมาจะพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต และเอาต์พุตของแรงดันวงจรอินเวอร์เตอร์ของเฟส u v และ w ในรูปที่ 3.11 จะได้ดังสมการที่ (3-44) ถึงสมการที่ (3-46)

$$v_{um} = (1 - d'_u)V_{dc} \quad (3-44)$$

$$v_{vm} = (1 - d'_v)V_{dc} \quad (3-45)$$

$$v_{wm} = (1 - d'_w)V_{dc} \quad (3-46)$$

โดยที่ค่า d'_u d'_v และ d'_w คือ ค่าอัตราส่วนช่วงใช้งานของสวิตช์ไอจีบีทีที่สามตัวล่างของวงจรรอกำลั้งแอกทีฟ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

$d'_u = 1$ เมื่อ S'_u นำกระแส (on) และ S_u หยุดนำกระแส (off)

$d'_u = 0$ เมื่อ S'_u หยุดนำกระแส (off) และ S_u นำกระแส (on)

$d'_v = 1$ เมื่อ S'_v นำกระแส (on) และ S_v หยุดนำกระแส (off)

$d'_v = 0$ เมื่อ S'_v หยุดนำกระแส (off) และ S_v นำกระแส (on)

$d'_w = 1$ เมื่อ S'_w นำกระแส (on) และ S_w หยุดนำกระแส (off)

$d'_w = 0$ เมื่อ S'_w หยุดนำกระแส (off) และ S_w นำกระแส (on)

จากนั้นแทน v_{um} v_{vm} และ v_{wm} ของสมการที่ (3-44) ถึงสมการที่ (3-46) ในสมการที่ (3-41) ถึงสมการที่ (3-43) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนช่วงใช้งาน กับแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของเฟส u v และ w ดังสมการที่ (3-47)

$$\begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d'_u \\ d'_v \\ d'_w \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{dc}} \begin{bmatrix} v_{su} \\ v_{sv} \\ v_{sw} \end{bmatrix} \quad (3-47)$$

จากสมการที่ (3-47) พบว่าเป็นเมทริกซ์เอกฐาน (singular matrix) คำตอบของสมการดังกล่าวจะมีจำนวนคำตอบเป็นอนันต์ เพื่อหาคำตอบของสมการดังกล่าว กำหนดให้รูปแบบสมการผลเฉลยทั่วไปของสมการที่ (3-47) เป็นดังสมการที่ (3-48) ถึงสมการที่ (3-50) (Qiao C. and Smedley K. M., 2002) และการจะทราบค่า K_1 และ K_2 ของสมการที่ (3-48) ถึงสมการที่ (3-50) ทำได้โดยแทน d'_u d'_v และ d'_w ของสมการที่ (3-48) ถึงสมการที่ (3-50) ในสมการที่ (3-47) จะได้ดังสมการที่ (3-51) ถึงสมการที่ (3-53) ตามลำดับ

$$d'_u = K_1 + K_2 \frac{v_{su}}{V_{dc}} \quad (3-48)$$

$$d'_v = K_1 + K_2 \frac{v_{sv}}{V_{dc}} \quad (3-49)$$

$$d'_w = K_1 + K_2 \frac{v_{sw}}{V_{dc}} \quad (3-50)$$

$$-\frac{2}{3} \left(K_1 + K_2 \frac{v_{su}}{V_{dc}} \right) + \frac{1}{3} \left(K_1 + K_2 \frac{v_{sv}}{V_{dc}} \right) + \frac{1}{3} \left(K_1 + K_2 \frac{v_{sw}}{V_{dc}} \right) = \frac{v_{su}}{V_{dc}} \quad (3-51)$$

$$\frac{1}{3} \left(K_1 + K_2 \frac{v_{su}}{V_{dc}} \right) - \frac{2}{3} \left(K_1 + K_2 \frac{v_{sv}}{V_{dc}} \right) + \frac{1}{3} \left(K_1 + K_2 \frac{v_{sw}}{V_{dc}} \right) = \frac{v_{sv}}{V_{dc}} \quad (3-52)$$

$$\frac{1}{3}\left(K_1 + K_2 \frac{v_{su}}{V_{dc}}\right) + \frac{1}{3}\left(K_1 + K_2 \frac{v_{sv}}{V_{dc}}\right) - \frac{2}{3}\left(K_1 + K_2 \frac{v_{sw}}{V_{dc}}\right) = \frac{v_{sw}}{V_{dc}} \quad (3-53)$$

จากสมการที่ (3-51) ถึงสมการที่ (3-53) จะเห็นได้ว่าสามารถตัดเทอม K_1 ออกไปได้ เนื่องจากผลรวมของเทอม K_1 เท่ากับ 0 จากนั้นทำการจัดรูปจะได้ดังสมการที่ (3-54) ถึงสมการที่ (3-56)

$$\left(-\left(K_2 \frac{v_{su}}{V_{dc}}\right) + \frac{1}{3}\left(K_2 \frac{v_{su}}{V_{dc}}\right)\right) + \frac{1}{3}\left(K_2 \frac{v_{sv}}{V_{dc}}\right) + \frac{1}{3}\left(K_2 \frac{v_{sw}}{V_{dc}}\right) = \frac{v_{su}}{V_{dc}} \quad (3-54)$$

$$\frac{1}{3}\left(K_2 \frac{v_{su}}{V_{dc}}\right) + \left(-\left(K_2 \frac{v_{sv}}{V_{dc}}\right) + \frac{1}{3}\left(K_2 \frac{v_{sv}}{V_{dc}}\right)\right) + \frac{1}{3}\left(K_2 \frac{v_{sw}}{V_{dc}}\right) = \frac{v_{sv}}{V_{dc}} \quad (3-55)$$

$$\frac{1}{3}\left(K_2 \frac{v_{su}}{V_{dc}}\right) + \frac{1}{3}\left(K_2 \frac{v_{sv}}{V_{dc}}\right) + \left(-\left(K_2 \frac{v_{sw}}{V_{dc}}\right) + \frac{1}{3}\left(K_2 \frac{v_{sw}}{V_{dc}}\right)\right) = \frac{v_{sw}}{V_{dc}} \quad (3-56)$$

จากสมการที่ (3-54) ถึงสมการที่ (3-56) เนื่องจากพิจารณาเฉพาะระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลเท่านั้น ส่งผลให้ผลรวมของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสเป็นไปตามสมการที่ (3-38) ดังนั้นสมการที่ (3-54) ถึงสมการที่ (3-56) สามารถนำมาเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (3-57) ถึงสมการที่ (3-59)

$$-K_2 \frac{v_{su}}{V_{dc}} = \frac{v_{su}}{V_{dc}} \quad (3-57)$$

$$-K_2 \frac{v_{sv}}{V_{dc}} = \frac{v_{sv}}{V_{dc}} \quad (3-58)$$

$$-K_2 \frac{v_{sw}}{V_{dc}} = \frac{v_{sw}}{V_{dc}} \quad (3-59)$$

จากสมการที่ (3-57) ถึงสมการที่ (3-59) จะได้ค่า K_2 เท่ากับ -1 ดังสมการที่ (3-60)

$$K_2 = -1 \quad (3-60)$$

จากสมการที่ (3-60) นำสมการที่ (3-48) ถึงสมการที่ (3-50) มาเขียนใหม่จะได้สมการที่ (3-61) ถึงสมการที่ (3-63) ตามลำดับ

$$d'_u = K_1 - \frac{v_{su}}{V_{dc}} \quad (3-61)$$

$$d'_v = K_1 - \frac{v_{sv}}{V_{dc}} \quad (3-62)$$

$$d'_w = K_1 - \frac{v_{sw}}{V_{dc}} \quad (3-63)$$

จากสมการที่ (3-61) ถึงสมการที่ (3-63) ทำการหาค่า K_1 จากค่าอัตราส่วนช่วงใช้งาน ซึ่งค่าอัตราส่วนช่วงใช้งานจะมีค่ามากกว่าเท่ากับ 0 และน้อยกว่าเท่ากับ 1 โดยการหาค่า K_1 จะพิจารณาเฉพาะเฟส u ดังนั้น d'_u จากสมการที่ (3-61) สามารถนำมาเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (3-64)

$$0 \leq K_1 - \frac{v_{su}}{V_{dc}} \leq 1 \quad (3-64)$$

ทำการจัดรูปสมการที่ (3-64) ใหม่ จะได้สมการที่ (3-65)

$$\frac{v_{su}}{V_{dc}} \leq K_1 \leq 1 + \frac{v_{su}}{V_{dc}} \quad (3-65)$$

จากสมการที่ (3-65) v_{su} คือ แรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายแสดงดังสมการที่ (3-35) ดังนั้น v_{su} จะมีขนาดสูงสุดเท่ากับ $\sqrt{2}V_{rms}$ และขนาดต่ำสุดเท่ากับ $-\sqrt{2}V_{rms}$ จากค่าดังกล่าว จึงกำหนดให้ v_{su} ฝั่งซ้ายมีค่าเท่ากับ $\sqrt{2}V_{rms}$ และ v_{su} ฝั่งขวามีค่าเท่ากับ $-\sqrt{2}V_{rms}$ เนื่องจากค่า

ดังกล่าวทำให้ได้ช่วงคำตอบของ K_1 ที่ทำให้ค่า v_{su} เป็นจริงทุกค่า ดังนั้นนำสมการที่ (3-65) มาเขียนใหม่จะได้ดังสมการที่ (3-66)

$$\frac{\sqrt{2}V_{rms}}{V_{dc}} \leq K_1 \leq 1 - \frac{\sqrt{2}V_{rms}}{V_{dc}} \quad (3-66)$$

กำหนดให้ค่า V_{rms} เท่ากับ 100 โวลต์ และค่า V_{dc} เท่ากับ 350 โวลต์ ค่าดังกล่าวได้จากการออกแบบจะกล่าวไว้ในบทที่ 4 แทนค่า V_{rms} และ V_{dc} ในสมการที่ (3-66) จะได้ค่า K_1 ดังสมการที่ (3-67)

$$0.4 \leq K_1 \leq 0.6 \quad (3-67)$$

ลำดับถัดมาทำการจัดรูปสมการที่ (3-61) ถึงสมการที่ (3-63) ใหม่ จะได้ดังสมการที่ (3-68) ถึงสมการที่ (3-70) ตามลำดับ

$$1 - \frac{d'_u}{K_1} = \frac{v_{su}}{V_{dc} K_1} \quad (3-68)$$

$$1 - \frac{d'_v}{K_1} = \frac{v_{sv}}{V_{dc} K_1} \quad (3-69)$$

$$1 - \frac{d'_w}{K_1} = \frac{v_{sw}}{V_{dc} K_1} \quad (3-70)$$

ดำเนินการหาสมการที่ใช้ในการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ด้วยการแทน v_{su} v_{sv} และ v_{sw} ของสมการที่ (3-23) ถึงสมการที่ (3-25) ในสมการที่ (3-68) ถึงสมการที่ (3-70) จะได้ดังสมการที่ (3-71) ถึงสมการที่ (3-73) ตามลำดับ

$$1 - \frac{d'_u}{K_1} = \frac{R_e}{V_{dc} K_1 R_s} R_s \cdot i_{su} \quad (3-71)$$

$$1 - \frac{d'_v}{K_1} = \frac{R_e}{V_{dc} K_1 R_s} R_s \cdot i_{sv} \quad (3-72)$$

$$1 - \frac{d'_w}{K_1} = \frac{R_e}{V_{dc} K_1 R_s} R_s \cdot i_{sw} \quad (3-73)$$

จากสมการดังกล่าวกำหนดตัวแปร V_m ดังสมการที่ (3-74) โดยที่ V_m เป็นสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอที่ใช้ในการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งตัวควบคุมดังกล่าวจะอธิบายในบทที่ 4 ดังนั้นสมการที่ (3-71) ถึงสมการที่ (3-73) นำมาเขียนใหม่จะได้ดังสมการที่ (3-75) ถึงสมการที่ (3-77) ตามลำดับ

$$V_m = \frac{V_{dc} K_1 R_s}{R_e} \quad (3-74)$$

$$V_m \left(1 - \frac{d'_u}{K_1} \right) = R_s i_{su} \quad (3-75)$$

$$V_m \left(1 - \frac{d'_v}{K_1} \right) = R_s i_{sv} \quad (3-76)$$

$$V_m \left(1 - \frac{d'_w}{K_1} \right) = R_s i_{sw} \quad (3-77)$$

จากสมการที่ (3-67) เลือกใช้ค่า K_1 เท่ากับ 0.5 แทนค่า K_1 เท่ากับ 0.5 ในสมการที่ (3-75) ถึงสมการที่ (3-77) ดังนั้นจะได้สมการที่ใช้ในการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบของเฟส u v และ w ดังสมการที่ (3-78) ถึงสมการที่ (3-80) ตามลำดับ

$$V_m (1 - 2d'_u) = R_s i_{su} \quad (3-78)$$

$$V_m (1 - 2d'_v) = R_s i_{sv} \quad (3-79)$$

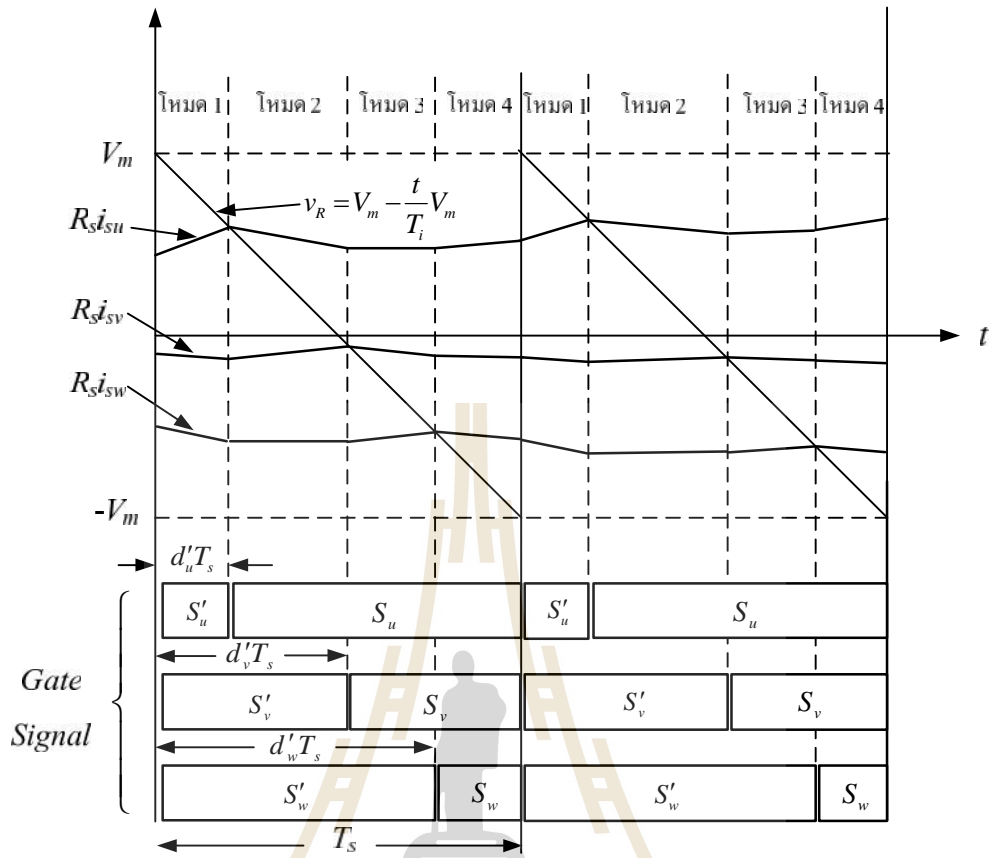
$$V_m(1-2d'_w)=R_si_{sw} \quad (3-80)$$

การควบคุมการทำงานให้ได้สมการที่ (3-78) ถึงสมการที่ (3-80) เป็นการควบคุมการทำงานที่ละเวลา ซึ่ง d'_u d'_v และ d'_w มีค่าเท่ากับ $\frac{t_u}{T_s}$ $\frac{t_v}{T_s}$ และ $\frac{t_w}{T_s}$ ตามลำดับ โดยที่ t_u t_v และ t_w คือ เวลาที่ได้จากการควบคุมการทำงานตามสมการที่ (3-78) ถึงสมการที่ (3-80) ส่งผลให้กระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส u v และ w ภายหลังการชดเชยเป็นไปตามสมการที่ (3-23) ถึงสมการที่ (3-25) กล่าวคือ กระแสไฟฟ้าภายหลังการชดเชยทั้งสามเฟสไม่มีปริมาณฮาร์มอนิก และมีเฟสตรงกับแรงดัน การควบคุมการทำงานให้ได้ตามสมการที่ (3-78) ถึงสมการที่ (3-80) จะใช้วิธีการเปรียบเทียบสัญญาณ โดยกำหนดให้สัญญาณ v_R เป็นสัญญาณที่ใช้ในการเปรียบเทียบกับสัญญาณ R_si_{su} R_si_{sv} และ R_si_{sw} ซึ่งสัญญาณ v_R พิจารณาจากเทอม $V_m(1-2d'_u)$ $V_m(1-2d'_v)$ และ $V_m(1-2d'_w)$ ของสมการที่ (3-78) ถึงสมการที่ (3-80) ตามลำดับ แทน d'_u d'_v และ d'_w เท่ากับ $\frac{t}{T_s}$ ในเทอมดังกล่าวทั้งสามเทอม จะเห็นว่าสัญญาณ v_R ที่พิจารณาจากทั้งสามเทอมมีรูปร่างเหมือนกัน ดังนั้นสัญญาณ v_R ที่ใช้ในการเปรียบเทียบกับสัญญาณ R_si_{su} R_si_{sv} และ R_si_{sw} สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3-81)

$$v_R = V_m - \frac{2t}{T_s}V_m \quad (3-81)$$

จากสมการที่ (3-81) กำหนดให้ T_i เท่ากับ $\frac{T_s}{2}$ ดังนั้นสมการที่ (3-81) สามารถนำมาเขียนใหม่จะได้สมการ v_R ที่ใช้ในการเปรียบเทียบสัญญาณดังสมการที่ (3-82) การเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณ v_R กับสัญญาณ R_si_{su} R_si_{sv} และ R_si_{sw} แสดงได้ดังรูปที่ 3.12

$$v_R = V_m - \frac{t}{T_i}V_m \quad (3-82)$$



รูปที่ 3.12 การเปรียบเทียบสัญญาณในระบบสามเฟส

จากรูปที่ 3.12 การเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณ v_R กับสัญญาณ $R_{si_{su}}$, $R_{si_{sv}}$ และ $R_{si_{sw}}$ รูปร่างของสัญญาณ v_R มีที่มาจากสมการที่ (3-82) ในส่วนของรูปร่างสัญญาณ $R_{si_{su}}$, $R_{si_{sv}}$ และ $R_{si_{sw}}$ เกิดจากความคลุ้มการทำงานจะอธิบายในหัวข้อถัดไป จากรูปที่ 3.12 ในโหมดการทำงานที่ 1 ระดับของสัญญาณ $R_{si_{su}}$, $R_{si_{sv}}$ และ $R_{si_{sw}}$ ต่ำกว่าระดับของสัญญาณ v_R เมื่อระดับของสัญญาณ $R_{si_{su}}$ เท่ากับระดับของสัญญาณ v_R จะเปลี่ยนโหมดการทำงานเป็นโหมดการทำงานที่ 2 เวลาที่สัญญาณทั้งสองมีค่าเท่ากัน คือ ค่า $d'_u T_s$ ที่ตรงตามความสัมพันธ์ของสมการที่ (3-78) โหมดการทำงานที่ 2 ระดับของสัญญาณ $R_{si_{su}}$ สูงกว่าหรือเท่ากับระดับของสัญญาณ v_R และระดับของสัญญาณ $R_{si_{sv}}$, $R_{si_{sw}}$ ต่ำกว่าระดับของสัญญาณ v_R เมื่อระดับของสัญญาณ $R_{si_{sv}}$ เท่ากับระดับของสัญญาณ v_R จะเปลี่ยนโหมดการทำงานเป็นโหมดที่ 3 เวลาที่สัญญาณทั้งสองมีค่าเท่ากัน คือ ค่า $d'_v T_s$ ที่ตรงตามความสัมพันธ์ของสมการที่ (3-79) โหมดการทำงานที่ 3 ระดับของ

สัญญาณ $R_s i_{su}$ $R_s i_{sv}$ สูงกว่าหรือเท่ากับระดับของสัญญาณ v_R และระดับของสัญญาณ $R_s i_{sw}$ ต่ำกว่าระดับของสัญญาณ v_R เมื่อระดับของสัญญาณ $R_s i_{sw}$ เท่ากับระดับของสัญญาณ v_R จะเปลี่ยนโหมดการทำงานเป็นโหมดที่ 4 เวลาที่สัญญาณทั้งสองมีค่าเท่ากัน คือ ค่า $d'_w T_s$ ที่ตรงตามความสัมพันธ์ของสมการที่ (3-80)

จากสมการที่ (3-82) สามารถปรับเทอม $\frac{t}{T_i} V_m$ ให้รูปในรูปเทอมอินทิเกรตได้เป็น

$\frac{1}{T_i} \int_0^t V_m dt$ ดังนั้นนำสมการที่ (3-82) มาเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (3-83)

$$v_R = V_m - \frac{1}{T_i} \int_0^t V_m dt \quad (3-83)$$

จากนั้นนำสมการที่ (3-78) ถึงสมการที่ (3-80) มาเขียนใหม่จะได้สมการการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในรูปเทอมอินทิเกรต ได้ดังสมการที่ (3-84) ถึงสมการที่ (3-86) สมการดังกล่าวจะนำไปใช้ในการสร้างบล็อกการทำงาน การอธิบายการทำงานในแต่ละบล็อกจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

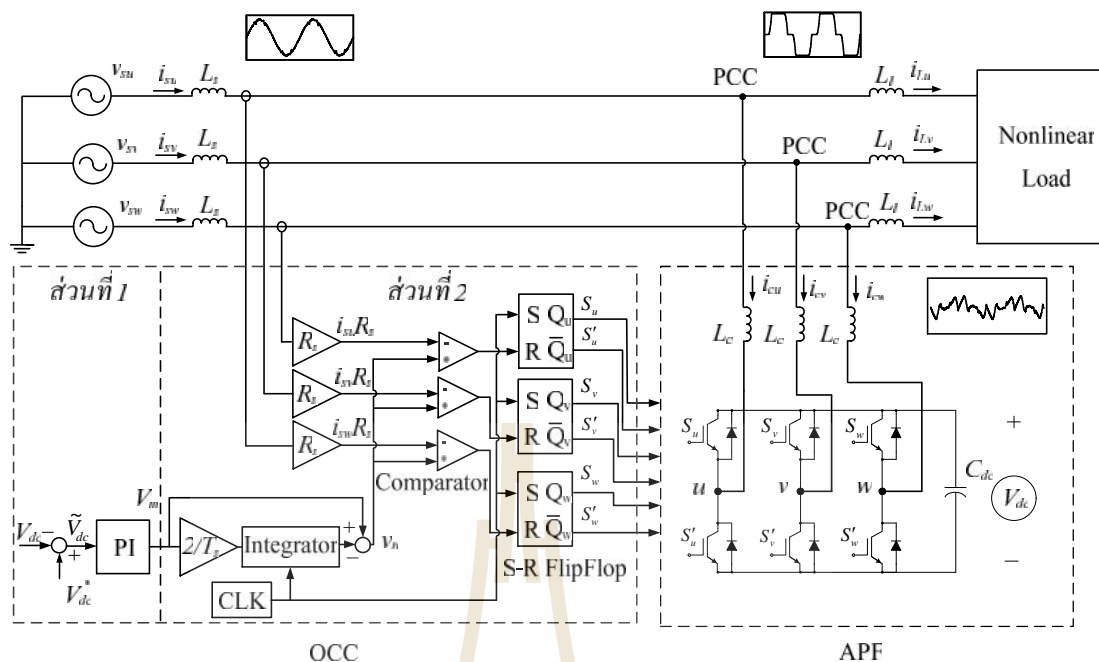
$$V_m - \frac{1}{T_i} \int_0^{d'_s T_s} V_m dt = R_s i_{su} \quad (3-84)$$

$$V_m - \frac{1}{T_i} \int_0^{d'_s T_s} V_m dt = R_s i_{sv} \quad (3-85)$$

$$V_m - \frac{1}{T_i} \int_0^{d'_w T_s} V_m dt = R_s i_{sw} \quad (3-86)$$

3.3.2 การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าสามเฟส

จากหัวข้อที่ผ่านมา ได้กล่าวถึงที่มาสมการที่ใช้ในการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบสามเฟส ดังสมการที่ (3-84) ถึงสมการที่ (3-86) ในหัวข้อนี้จะอธิบายการทำงานในแต่ละบล็อกของวิธีการทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าสามเฟส บล็อกการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 บล็อกการทำงานของวิธีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรในระบบไฟฟ้าสามเฟส

จากรูปที่ 3.13 แสดงบล็อกการทำงานของระบบไฟฟ้าสามเฟส โดยทำการแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนที่ 1 ส่วนของตัวควบคุมรูปแรงดันบัลไฟตรง ส่วนที่ 2 การควบคุมการทำงานตามสมการที่ (3-84) ถึงสมการที่ (3-86) แต่ละส่วนสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

การทำงานในส่วนที่ 1 คือ ส่วนของตัวควบคุมรูปแรงดันบัลไฟตรง ประกอบด้วยบล็อกวงกลบสัญญาณ บล็อกตัวควบคุมพีไอ มีขั้นตอนการทำงาน 2 ขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 เปรียบเทียบสัญญาณระหว่างแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) กับแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) ด้วยบล็อกวงกลบสัญญาณ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ คือ ค่าความผิดพลาดแรงดัน (\tilde{V}_{dc})

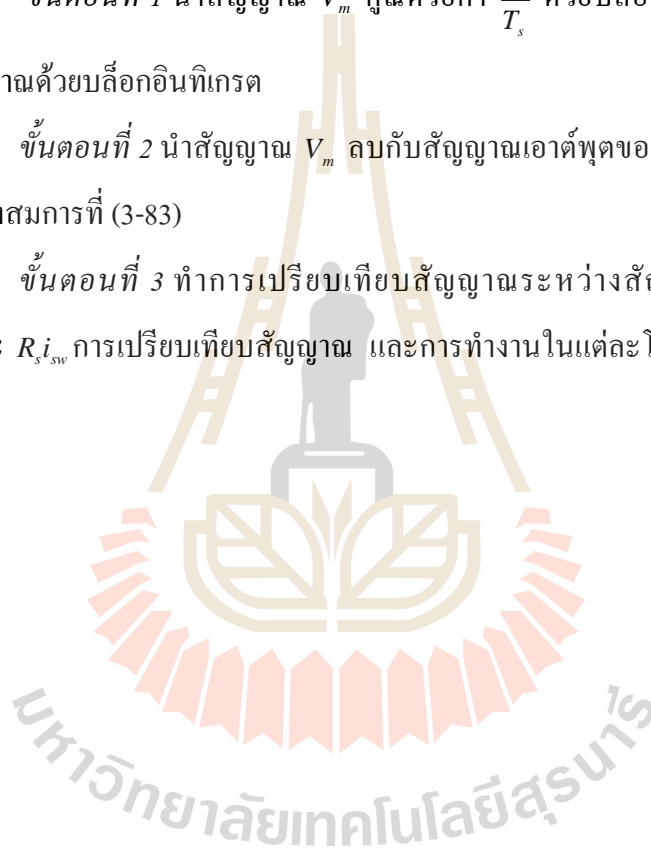
ขั้นตอนที่ 2 ควบคุมค่าความผิดพลาดแรงดันด้วยบล็อกตัวควบคุมพีไอ สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมที่ได้ คือ สัญญาณ V_m การออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวจะอธิบายในบทถัดไป

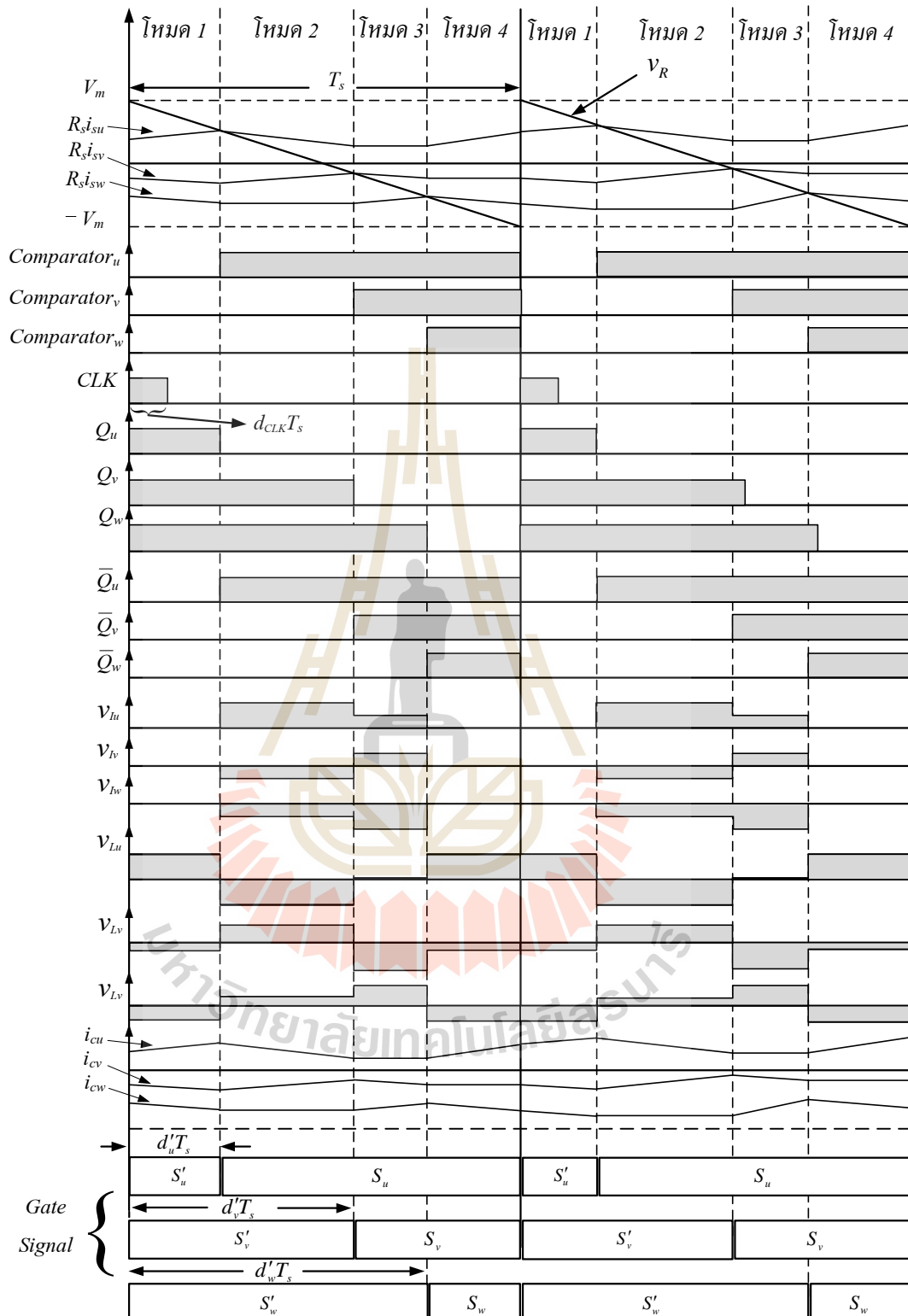
การทำงานในส่วนที่ 2 คือ ส่วนของการควบคุมการทำงานตามสมการที่ (3-84) สมการที่ (3-86) ของเฟส u v และ w ตามลำดับ ประกอบด้วยบล็อกต่าง ๆ ดังนี้ บล็อกอัตราขยาย $\left(\frac{2}{T_s}\right)$ บล็อกอินทิเกรต (Integrator) บล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกา (CLK) บล็อกบวกกลับสัญญาณ บล็อกเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) บล็อกอัตราส่วนเซนเซอร์วัดกระแส (R_s) และบล็อกฟลิปฟล็อป (flip-flop) มีขั้นตอนการทำงาน 4 ขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 นำสัญญาณ V_m คูณด้วยค่า $\frac{2}{T_s}$ ด้วยบล็อกอัตราขยาย และทำการอินทิเกรตสัญญาณด้วยบล็อกอินทิเกรต

ขั้นตอนที่ 2 นำสัญญาณ V_m ลบกับสัญญาณเอาต์พุตของบล็อกอินทิเกรต จะได้สัญญาณ v_R ดังสมการที่ (3-83)

ขั้นตอนที่ 3 ทำการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณ v_R กับสัญญาณ $R_{i_{su}}$ $R_{i_{sv}}$ และ $R_{i_{sw}}$ การเปรียบเทียบสัญญาณ และการทำงานในแต่ละโหมดการทำงานแสดงได้ในรูปที่ 3.9





รูปที่ 3.14 การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรพร้อมกับวงจรองกำลังแยกที่เฟส
กรณีระบบสามเฟส

จากรูปที่ 3.14 การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรกรองกำลัง แยกทีฟกรณีระบบสามเฟส จากรูปดังกล่าวจะเห็นว่าการทำงานแบบการควบคุมหนึ่งวงรอบใน หนึ่งคาบเวลาจะมีโหมดการทำงานทั้งหมด 4 โหมด แสดงการทำงานตั้งแต่การเปรียบเทียบ สัญญาณระหว่างสัญญาณ $R_s i_{su}$, $R_s i_{sv}$ และ $R_s i_{sw}$ กับสัญญาณ v_R การทำงานของฟลิปฟล็อป ค่า แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ (v_{Iu}, v_{Iv}, v_{Iw}) แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (v_{Lu}, v_{Lv}, v_{Lw}) และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}) เนื่องจากวงจรกรองกำลังแยกทีฟที่ใช้เป็น อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ประกอบด้วยสวิตช์ไอจีบีที 6 ตัว ตัวเก็บประจุ 1 ตัว ดังนั้น แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์จะต้องแบ่งแรงดันในแต่ละเฟสตามการเปลี่ยนแปลงของ สวิตช์ ซึ่งแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์นี้มีการเปลี่ยนแปลงตามรูปแบบสถานะสวิตช์ไอจีบี ทีสามตัวล่างดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ตามรูปแบบสถานะสวิตช์ไอจีบีทีสามตัวล่าง

สถานะสวิตช์		แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์			
ทำงาน	ไม่ทำงาน	รูปแบบสถานะสวิตช์	V_{Iu}	V_{Iv}	V_{Iw}
S'_u, S'_v, S'_w	S_u, S_v, S_w	111	0	0	0
S_u, S'_v, S'_w	S'_u, S_v, S_w	011	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
S_u, S_v, S'_w	S'_u, S'_v, S_w	001	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
S'_u, S_v, S'_w	S_u, S'_v, S_w	101	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
S'_u, S_v, S_w	S_u, S'_v, S'_w	100	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
S'_u, S'_v, S_w	S_u, S_v, S'_w	110	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
S_u, S'_v, S_w	S'_u, S_v, S'_w	010	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
S_u, S_v, S_w	S'_u, S'_v, S'_w	000	0	0	0

จากตารางที่ 3.2 ถ้าสวิตช์ทำงานจะกำหนดให้เป็นลอจิก 1 แต่ถ้าไม่ทำงานจะกำหนดให้เป็นลอจิก 0 ซึ่งจากตารางที่ 3.2 สถานะสวิตช์ไอจีบีทีตัวล่างทั้งสามตัว (S'_u, S'_v, S'_w) ที่เป็นไปได้ทั้งหมดในวงจรอินเวอร์เตอร์ สามารถแบ่งออกได้เป็น 8 สถานะ แต่ละสถานะมีรูปแบบสถานะการสวิตช์ ดังนี้ 111 011 001 101 110 010 100 000 และมีแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ (V_{lu}, V_{lv}, V_{lw}) ดังตารางที่ 3.2 ซึ่งค่าแรงดันเอาต์พุตนี้จะนำไปใช้ในกฎแรงดันของเกอ์ชอฟฟ์ในการหาสมการแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (V_{Lu}, V_{Lv}, V_{Lw}) สมการแรงดันดังกล่าวจะส่งผลโดยตรงกับกระแสที่ไหลผ่านเหนี่ยวนำ (i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}) ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านเหนี่ยวนำจะส่งผลโดยตรงกับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสด้วย ดังสมการที่ (3-20) การอธิบายการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 3.14 จากรูปดังกล่าวเป็นการทำงานในหนึ่งคาบเวลา เป็นช่วงที่มีสถานะแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย $v_{su} > v_{sv} > v_{sw}$ และสถานะกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย $i_{su} > i_{sv} > i_{sw}$ ทำให้การทำงานมีทั้งหมด 4 โหมด และรูปแบบสถานะของสวิตช์เป็นดังรูปที่ 3.14 ดังนั้นถ้าสถานะแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (v_{su}, v_{sv}, v_{sw}) และสถานะกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_{su}, i_{sv}, i_{sw}) เปลี่ยนการทำงานทั้งหมด 4 โหมด และรูปแบบสถานะของสวิตช์ก็จะเปลี่ยนไปด้วย จากรูปที่ 3.14 การเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณ $R_{si_{su}}, R_{si_{sv}}$ และ $R_{si_{sw}}$ กับสัญญาณ v_R ทั้ง 4 โหมด อธิบายได้ดังนี้

โหมดที่ 1 เปรียบเทียบสัญญาณ เมื่อระดับสัญญาณ $R_{si_{su}}, R_{si_{sv}}$ และ $R_{si_{sw}}$ ต่ำกว่าระดับสัญญาณ v_R เอาต์พุตบล็อกเปรียบเทียบสัญญาณของเฟส u, v และ w มีค่าเท่ากับ 0 จากรูปที่ 3.13 เอาต์พุตของบล็อกเปรียบเทียบสัญญาณของเฟส u, v และ w ต่อกับอินพุตสถานะรีเซ็ต (Reset: R) ของบล็อกฟลิปฟล็อป ส่งผลให้อินพุตบล็อกฟลิปฟล็อปของเฟส u, v และ w มีค่าสถานะ R เท่ากับ 0 ด้วย และเอาต์พุตของบล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกาต่อกับอินพุตสถานะเซต (Set: S) ของบล็อกฟลิปฟล็อป กำหนดให้บล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกามีค่าอัตราส่วนช่วงใช้งาน เท่ากับ d_{CLK} การทำงานบล็อกดังกล่าวจะอธิบายในขั้นตอนที่ 4 ส่งผลให้สัญญาณอินพุตบล็อกฟลิปฟล็อปเฟส u, v และ w มีค่าสถานะ S เท่ากับ 1 และเปลี่ยนค่าเท่ากับ 0 ที่เวลา $d_{CLK}T_s$ เมื่อพิจารณาเงื่อนไขฟลิปฟล็อปในตารางที่ 3.1 จะได้ว่าเอาต์พุตของฟลิปฟล็อป คือ Q_u, Q_v และ Q_w มีค่าเท่ากับ 1 \bar{Q}_u, \bar{Q}_v และ \bar{Q}_w มีค่าเท่ากับ 0 ควบคุมการสวิตช์ให้ สวิตช์ S'_u, S'_v และ S'_w ทำงาน สวิตช์ S_u, S_v และ S_w ไม่ทำงาน มีรูปแบบการสวิตช์ 111 จากตารางที่ 3.2 ทำให้เอาต์พุตของวงจรกรองกำลัง แยกทีฟ

v_{Lu} v_{Lv} และ v_{Lw} เท่ากับ 0 โวลต์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_{Lu} v_{Lv} และ v_{Lw} เท่ากับ v_{su} v_{sv} และ v_{sw} ตามลำดับ จากรูปที่ 3.14 จะเห็นได้ว่า เฟส u สัญญาณ v_{Lu} มีค่าเป็นบวก ส่งผลให้ i_{cu} และ i_{su} มีลักษณะชันขึ้น เฟส v สัญญาณ v_{Lv} มีค่าติดลบ ส่งผลให้ i_{cv} และ i_{sv} มีลักษณะชันลง เฟส w สัญญาณ v_{Lw} มีค่าติดลบ ส่งผลให้ i_{cw} และ i_{sw} มีลักษณะชันลง จนกระทั่งระดับของสัญญาณ $R_s i_{su}$ เท่ากับระดับของสัญญาณ v_R จะเปลี่ยนโหมดการทำงานเป็นโหมดที่ 2

โหมดที่ 2 เปรียบเทียบสัญญาณ เมื่อระดับของสัญญาณ $R_s i_{su}$ สูงกว่าหรือเท่ากับระดับของสัญญาณ v_R และระดับของสัญญาณ $R_s i_{sv}$ $R_s i_{sw}$ ต่ำกว่าระดับของสัญญาณ v_R ดังนั้นเอาต์พุตบล็อกเปรียบเทียบสัญญาณของเฟส u มีค่าเป็น 1 และเอาต์พุตบล็อกเปรียบเทียบสัญญาณของเฟส v w มีค่าเป็น 0 ส่งผลให้สถานะ R ของเฟส u เท่ากับ 1 และสถานะ R ของเฟส v w เท่ากับ 0 ค่าสถานะ S ของเฟส u v และ w เท่ากับ 0 จะได้เอาต์พุตของฟลิปฟล็อป Q_u Q_v และ Q_w มีค่าเท่ากับ 0 1 และ 1 ตามลำดับ \bar{Q}_u \bar{Q}_v และ \bar{Q}_w เท่ากับ 1 0 และ 0 ตามลำดับ ควบคุมการสวิตช์ให้สวิตช์ S'_u S'_v และ S'_w ไม่ทำงาน สวิตช์ S_u S'_v และ S'_w ทำงาน มีรูปแบบการสวิตช์ 011 จากตารางที่ 3.2 ทำให้เอาต์พุตของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ v_{Lu} เท่ากับ $\frac{2V_{dc}}{3}$ ค่า v_{Lv} เท่ากับ $-\frac{V_{dc}}{3}$ และค่า v_{Lw} เท่ากับ $-\frac{V_{dc}}{3}$ จากนั้นใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ทั้งสามเฟสได้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_{Lu} v_{Lv} และ v_{Lw} ดังสมการที่ (3-86) ถึงสมการที่ (3-88) ตามลำดับ พิจารณาแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจากรูปที่ 3.14 จะเห็นว่า เฟส u สัญญาณ v_{Lu} มีค่าติดลบ ส่งผลให้ i_{cu} และ i_{su} มีลักษณะชันลง เฟส v สัญญาณ v_{Lv} มีค่าเป็นบวก ส่งผลให้ i_{cv} และ i_{sv} มีลักษณะชันขึ้น เฟส w สัญญาณ v_{Lw} มีค่าเป็นบวก ส่งผลให้ i_{cw} และ i_{sw} มีลักษณะชันขึ้น จนกระทั่งระดับของสัญญาณ $R_s i_{sv}$ เท่ากับ ระดับของสัญญาณ v_R จะเปลี่ยนโหมดการทำงานเป็นโหมดที่ 3

$$v_{Lu} = v_{su} - \frac{2V_{dc}}{3} \quad (3-86)$$

$$v_{Lv} = v_{sv} + \frac{V_{dc}}{3} \quad (3-87)$$

$$v_{Lw} = v_{sw} + \frac{V_{dc}}{3} \quad (3-88)$$

โหมคที่ 3 เปรียบเทียบสัญญาณ เมื่อระดับของสัญญาณ R_i สูงกว่าหรือเท่ากับระดับของสัญญาณ v_R และระดับของสัญญาณ R_i ต่ำกว่าระดับของสัญญาณ v_R ดังนั้นเอาต์พุตบล็อกเปรียบเทียบสัญญาณของเฟส u v มีค่าเป็น 1 และเอาต์พุตบล็อกเปรียบเทียบสัญญาณของเฟส w มีค่าเป็น 0 ส่งผลให้สถานะ R ของเฟส u v เท่ากับ 1 และสถานะ R ของเฟส w เท่ากับ 0 สถานะ S ของเฟส u v และ w เท่ากับ 0 จะได้เอาต์พุตของฟลิปฟล็อป Q_u Q_v และ Q_w มีค่าเท่ากับ 0 0 และ 1 ตามลำดับ \bar{Q}_u \bar{Q}_v และ \bar{Q}_w มีค่าเท่ากับ 1 1 และ 0 ตามลำดับ ควบคุมการสวิตช์ให้สวิตช์ S'_u S'_v และ S'_w ไม่ทำงาน สวิตช์ S_u S_v และ S'_w ทำงาน มีรูปแบบการสวิตช์ 001 จากตารางที่ 3.2 ทำให้เอาต์พุตของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ v_{Lu} เท่ากับ $\frac{V_{dc}}{3}$ ค่า v_{Lv} เท่ากับ $\frac{V_{dc}}{3}$ และค่า v_{Lw} เท่ากับ $-\frac{2V_{dc}}{3}$ จากนั้นใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ทั้งสามเฟสได้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_{Lu} v_{Lv} และ v_{Lw} ดังสมการที่ (3-90) ถึงสมการที่ (3-92) ตามลำดับ พิจารณาแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจากรูปที่ 3.14 จะเห็นว่า เฟส u สัญญาณ v_{Lu} มีค่าเป็นบวก ส่งผลให้ i_{cu} และ i_{su} มีลักษณะชันขึ้น เฟส v สัญญาณ v_{Lv} มีค่าเป็นลบ ส่งผลให้ i_{cv} และ i_{sv} มีลักษณะชันลง เฟส w สัญญาณ v_{Lw} มีค่าเป็นบวก ส่งผลให้ i_{cw} และ i_{sw} มีลักษณะชันขึ้น จนกระทั่งระดับสัญญาณ R_i เท่ากับ v_R การควบคุมจะเปลี่ยนโหมคการทำงานเป็นโหมคที่ 4

$$v_{Lv} = v_{su} - \frac{V_{dc}}{3} \quad (3-90)$$

$$v_{Lv} = v_{sv} - \frac{V_{dc}}{3} \quad (3-91)$$

$$v_{Lv} = v_{sw} + \frac{2V_{dc}}{3} \quad (3-92)$$

โหมคที่ 4 เปรียบเทียบสัญญาณ เมื่อระดับของสัญญาณ R_i สูงกว่าหรือเท่ากับระดับของสัญญาณ v_R ดังนั้นเอาต์พุตบล็อกเปรียบเทียบสัญญาณของเฟส u v และ w มีค่าเท่ากับ 1 ส่งผลให้สถานะ R เท่ากับ 1 สถานะ S ของเฟส u v และ w มีค่าเท่ากับ 0 เมื่อพิจารณาเงื่อนไขฟลิปฟล็อปในตารางที่ 3.1 จะได้ว่าเอาต์พุตของฟลิปฟล็อป คือ Q_u Q_v และ Q_w เท่ากับ 0 \bar{Q}_u \bar{Q}_v และ \bar{Q}_w เท่ากับ 1 ควบคุมการสวิตช์ให้ สวิตช์ S'_u S'_v และ S'_w ไม่ทำงาน สวิตช์

S_u , S_v และ S_w ทำงาน มีรูปแบบการสวิตช์ 000 จากตารางที่ 3.2 ทำให้เอาต์พุตของวงจรกรองกำลัง แยกทีฟ v_{Lu} , v_{Lv} และ v_{Lw} เท่ากับ 0 โวลต์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_{Lu} , v_{Lv} และ v_{Lw} เท่ากับ v_{su} , v_{sv} และ v_{sw} ตามลำดับ จากรูปที่ 3.11 จะเห็นได้ว่า เฟส u สัญญาณ v_{Lu} มีค่าเป็นบวก ส่งผลให้ i_{cu} และ i_{su} มีลักษณะชันขึ้น เฟส v สัญญาณ v_{Lv} มีค่าเป็นบวก ส่งผลให้ i_{cv} และ i_{sv} มีลักษณะชันขึ้น เฟส w สัญญาณ v_{Lw} มีค่าเป็นบวก ส่งผลให้ i_{cw} และ i_{sw} มีลักษณะชันขึ้น

ขั้นตอนที่ 4 รีเซต เทอมอินทิเกรตด้วยบล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกา เนื่องจากการควบคุมทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ เป็นการทำงานที่ละคาบเวลา เมื่อครบคาบเวลา T_s จะต้องทำการรีเซตในเทอมอินทิเกรตเพื่อจะได้ทำการพิจารณาค่า d'_u , d'_v และ d'_w ใหม่ตามสมการที่ (3-84) ถึงสมการที่ (3-86) ตามลำดับ ในรอบการทำงานนั้น ๆ การรีเซตในเทอมอินทิเกรตดังกล่าวจะใช้บล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกาในการกำหนดการทำงาน เมื่อบล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกา มีสถานะเอาต์พุตเปลี่ยนจากสถานะ 0 ไปเป็นสถานะ 1 บล็อกอินทิเกรตจะทำการรีเซต ซึ่งสถานะดังกล่าวเป็นช่วงเริ่มการควบคุมการทำงานในรอบนั้น ๆ การเลือกใช้ค่า d_{CLK} ถ้าค่า d_{CLK} มีค่ากว้างเกินไปอาจทำให้อินพุตของบล็อกฟลิปฟล็อปมีสถานะ S เท่ากับ 1 และสถานะ R เท่ากับ 1 จะทำให้บล็อกฟลิปฟล็อปไม่ทำงานแสดงได้ในตารางที่ 3.1 การควบคุมการทำงานอาจจะไม่ตรงสมการที่ (3-84) ถึงสมการที่ (3-86) โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้ d_{CLK} มีค่าเท่ากับ 0.1

จากการทำงานทั้งหมด 4 ขั้นตอน จะเห็นได้ว่า การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าสามเฟส เป็นการควบคุมการทำงานที่ละคาบเวลา ทุก ๆ คาบเวลาจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณ $R_s i_{su}$, $R_s i_{sv}$ และ $R_s i_{sw}$ กับสัญญาณ v_R เพื่อหาค่า $d'_u T_s$, $d'_v T_s$ และ $d'_w T_s$ ตามสมการที่ (3-84) ถึงสมการที่ (3-86) เมื่อเริ่มคาบเวลาใหม่จะทำการรีเซตบล็อกอินทิเกรตเพื่อพิจารณาค่า $d'_u T_s$, $d'_v T_s$ และ $d'_w T_s$ ในคาบเวลานั้น ๆ ส่งผลให้แต่ละคาบเวลา แรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (v_{su}, v_{sv}, v_{sw}) กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_{su}, i_{sv}, i_{sw}) และตัวต้านทานเสมือน (R_e) สัมพันธ์กับแบบเชิงเส้น ดังสมการที่ (3-23) ถึงสมการที่ (3-25) กล่าวคือ กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสไม่มีปริมาณฮาร์มอนิก และมีเฟสตรงกับแรงดัน

3.4 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอที่มา และหลักการของวิธีการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลัง แยกทีฟร่วมกับการควบคุมการทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ โดยการนำเสนอได้อธิบาย ที่มา และหลักการทั้งในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส และในระบบไฟฟ้าสามเฟส การอธิบาย ดังกล่าวเกี่ยวข้องกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอสำหรับความคุมค่าแรงดันบัส ไฟตรงของวงจรกรองกำลังแยกทีฟ ซึ่งส่งผลต่อสมรรถนะการทำงานในการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ดังนั้นการนำเสนอการออกแบบดังกล่าว และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลัง แยกทีฟทั้งในระบบหนึ่งเฟส และระบบสามเฟส จะนำเสนอในบทต่อไป



บทที่ 4

การออกแบบระบบควบคุมของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

4.1 บทนำ

การออกแบบระบบควบคุมของวงจรรอกำลังแอกทีฟ มีผลต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ค่าพารามิเตอร์ที่ทำการออกแบบแบ่งได้เป็น 2 ส่วน ส่วนแรก คือ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำ (L_c) แรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) และตัวเก็บประจุ (C_{dc}) ส่วนที่สอง คือ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ ดังนั้นในบทนี้จึงเป็นการนำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ และยังได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าเพื่อยืนยันผลการออกแบบ โดยรายละเอียดต่าง ๆ ในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสจะนำเสนอในหัวข้อที่ 4.2 และในระบบไฟฟ้าสามเฟสจะนำเสนอในหัวข้อที่ 4.3

4.2 การออกแบบระบบควบคุมของวงจรรอกำลังแอกทีฟในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

การออกแบบระบบควบคุมของวงจรรอกำลังแอกทีฟในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อ คือ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ จะนำเสนอในหัวข้อ 4.2.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟจะนำเสนอในหัวข้อที่ 4.2.2 และการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเพื่อยืนยันผลการออกแบบจะนำเสนอในหัวข้อที่ 4.2.3 ซึ่งรายละเอียดมีดังนี้

4.2.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

พารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่ทำการออกแบบ ได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำ (L_c) แรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) และตัวเก็บประจุ (C_{dc}) การออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว มีรายละเอียดการออกแบบดังนี้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำจะใช้วิธีการของ Ingram and Round (Ingram D.M.E. and Round S.D., 1997) ซึ่งผลลัพธ์ของการออกแบบค่า L_c จะได้ขอบเขตที่มีขนาดไม่เกินขนาดของค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุด ($L_{c,max}$) ซึ่งค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุดสามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (4-1)

$$L_{c,max} = \frac{V_{dc} - V_{s,p}}{\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)} \quad (4-1)$$

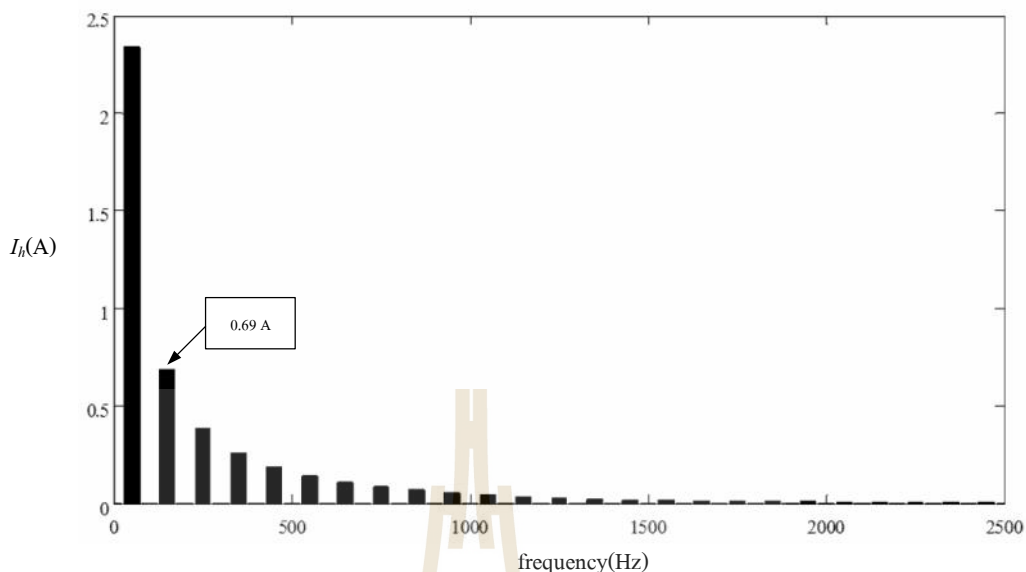
จากสมการที่ (4-1) ค่า V_{dc} ควรออกแบบให้มีค่าระหว่าง 1.1 ถึง 1.3 เท่าของค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเสมอ ($V_{s,p} \approx 142 \text{ V}, V_{s,rms} = 100 \text{ V}$) (Wang Y. and et al., 2008) ดังนั้นกำหนดให้ค่า V_{dc} เท่ากับ 160 V หรือประมาณ 1.11 เท่าของ $V_{s,p}$ และค่า $\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)$ คำนวณได้จากองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าโดยพิจารณาอันดับที่มีขนาดกระแสมากที่สุดซึ่งหาได้จากสมการที่ (4-2) และสมการที่ (4-3)

$$i_{h(max)}(t) = I_h \sin(2fft) \quad (4-2)$$

$$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right) \approx I_h 2ff \quad (4-3)$$

ตารางที่ 4.1 ขนาดกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่พิจารณา

ความถี่ (Hz)	50	150	250	350	450	550	650	750
ขนาดกระแส (A)	2.34	0.69	0.38	0.26	0.19	0.14	0.11	0.089
ความถี่ (Hz)	850	950	1050	1150	1250	1350	1450	1550
ขนาดกระแส (A)	0.070	0.056	0.045	0.036	0.029	0.024	0.019	0.016



รูปที่ 4.1 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้า

จากตารางที่ 4.1 แสดงปริมาณของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้า ซึ่งได้จากการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม SIMULINK ของ MATLAB สังเกตได้ว่า กระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 ($f = 150$ Hz) มีค่าแอมพลิจูดสูงสุด เท่ากับ 0.69 A จากตารางดังกล่าวสามารถแสดงด้วยสเปกตรัมได้ดังรูปที่ 4.1 แทนค่า V_{dc} เท่ากับ 160 V $V_{s,p}$ เท่ากับ 142 V I_h เท่ากับ 0.69 A และ f เท่ากับ 150 Hz ในสมการที่ (4-1) จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุดดังสมการที่ (4-4)

$$L_{c,max} = \frac{V_{dc} - V_{s,p}}{I_h 2ff} = \frac{160 - (\sqrt{2} \times 100)}{0.69 \times 2f \times 150} = 28.57 \text{ mH} \quad (4-4)$$

ดังนั้น กำหนดให้งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ L_c เท่ากับ 7.5 mH

การออกแบบค่าตัวเก็บประจุ

การออกแบบค่าตัวเก็บประจุ ที่เหมาะสมสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟมีผลต่อการควบคุมแรงดันกระแสเฟือง (ΔV_{dc}) เพื่อให้แรงดันกระแสเฟืองมีค่าน้อย และมีผลต่อช่วงเวลาเข้าที่ (settling time) ที่ค่าแรงดัน 160 V ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ออกแบบโดยใช้วิธีของ Qiao (Qiao C., 2001) คือ การหาขอบเขตต่ำสุดของค่าตัวเก็บประจุ ($C_{dc,min}$) สำหรับเป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ แสดงดังสมการที่ (4-5) โดย

กำหนดให้ค่ากำลังงานแอคทีฟของปริมาณฮาร์มอนิก (P_{ac}) เท่ากับ 110 W ค่าแรงดันกระเพื่อม (ΔV_{dc}) เท่ากับ 3 V (< 2%) และค่าความถี่ของระบบไฟฟ้า (f_{line}) เท่ากับ 50 Hz ทำให้ได้ $C_{dc,min}$ เท่ากับ 572.92 μF

$$C_{dc,min} = \frac{P_{ac}}{2 \times f_{line} \times (V_{dc,max}^2 - V_{dc,min}^2)} = \frac{110}{2 \times 50 \times (163^2 - 157^2)} = 572.92 \mu F \quad (4-5)$$

ดังนั้น กำหนดให้งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ C_{dc} เท่ากับ 2800 μF

การเลือกใช้ความถี่การสวิตช์พิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัด ซึ่งความถี่การสวิตช์ต้องมากกว่าหรือเท่ากับสองเท่าของความถี่ฮาร์มอนิกอันดับสูงสุดที่พิจารณา (Thomas, 1998) ค่าความถี่การสวิตช์สามารถหาได้จากสมการที่ (4-6) สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาฮาร์มอนิกถึงอันดับที่ 50 มีความถี่ $f_{h,max}$ เท่ากับ 2.5 kHz

$$f_s \geq 2 \times f_{h,max} = 2 \times 2500 = 5 \text{ kHz} \quad (4-6)$$

ดังนั้น กำหนดให้งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ f_s เท่ากับ 10 kHz

4.2.2 การออกแบบตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอคทีฟ

ค่าแรงดันบัลไฟตรงมีผลต่อสมรรถนะการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ดังนั้นการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของตัวเก็บประจุให้คงที่ ณ จุดการทำงานก่อนข้างมีความสำคัญมาก ในส่วนนี้จะได้นำเสนอการออกแบบการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอคทีฟ การออกแบบเริ่มต้นวิเคราะห์จากสมการ V_m ตามที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 3 แสดงดังสมการที่ (4-7) นำสมการที่ (4-7) มาเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของ R_e จะได้ดังสมการที่ (4-8)

$$V_m = \frac{R_s}{R_e} V_{dc} \quad (4-7)$$

$$R_e = \frac{R_s}{V_m} V_{dc} \quad (4-8)$$

การออกแบบจะกำหนดให้ไม่มีกำลังงานสูญเสียในระบบไฟฟ้า ($P_{in} = P_{out}$) โดยที่ P_{in} คือ กำลังงานไฟฟ้าอินพุตของระบบไฟฟ้าแสดงได้สมการที่ (4-9) P_{out} คือ กำลังงานไฟฟ้า

เอาต์พุตของระบบไฟฟ้าแสดงได้ดังสมการที่ (4-10) แทน P_{in} ของสมการที่ (4-9) ใน P_{out} ของสมการที่ (4-10) จะได้ดังสมการที่ (4-11) โดยที่ P_L คือ กำลังงานไฟฟ้าของโหลด และ i_{dc} คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ จากนั้นแทน R_e ของสมการที่ (4-8) ในสมการที่ (4-11) จะได้ดังสมการที่ (4-12)

$$P_{in} = \frac{v_s^2}{R_e} \quad (4-9)$$

$$P_{out} = P_L + V_{dc} i_{dc} \quad (4-10)$$

$$\frac{v_s^2}{R_e} = P_L + V_{dc} i_{dc} \quad (4-11)$$

$$\frac{V_m v_s^2}{R_s V_{dc}} = P_L + V_{dc} i_{dc} \quad (4-12)$$

การวิเคราะห์เพื่อออกแบบโครงสร้างการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง จะไม่พิจารณาผลของกำลังงานสูญเสียในตัวเก็บประจุ (C_{dc}) กับตัวเหนี่ยวนำ (L_c) และพิจารณาเฉพาะเทอมพลานต์ของระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง โดยไม่พิจารณาเทอมพลานต์ของโหลด ซึ่ง P_L แสดงถึงเทอมพลานต์ของโหลด ทำให้สามารถละเลยผลของค่าดังกล่าว ($P_L = 0$) ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (4-12) ใหม่ได้ตามสมการที่ (4-13)

$$\frac{V_m v_s^2}{R_s V_{dc}} = V_{dc} i_{dc} \quad (4-13)$$

จากสมการที่ (4-13) ใช้การแปลงลาปลาซจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4-14)

$$\frac{I_{dc}}{V_m} = \frac{V_s^2}{R_s V_{dc}^2} \quad (4-14)$$

พิจารณาเทอมพลานต์ของระบบที่พิจารณาให้มีการควบคุมแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะได้ดังสมการที่ (4-15)

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (4-15)$$

จากสมการที่ (4-15) ใช้การแปลงลาปลาซจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4-16) สำหรับสมการที่ (4-14) และสมการที่ (4-16) จะนำมาใช้ออกแบบ โครงสร้าง บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงต่อไป

$$\frac{V_{dc}}{I_{dc}} = \frac{1}{C_{dc}s} \quad (4-16)$$

พิจารณาใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุให้มีค่าคงที่ โดยเริ่มต้นวิเคราะห์จากตัวควบคุมแบบพีไอทางโดเมนเวลา ดังสมการ (4-17) โดยที่ \tilde{V}_{dc} คือ ผลต่างระหว่างค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) และค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_{dc}) ดังสมการที่ (4-18)

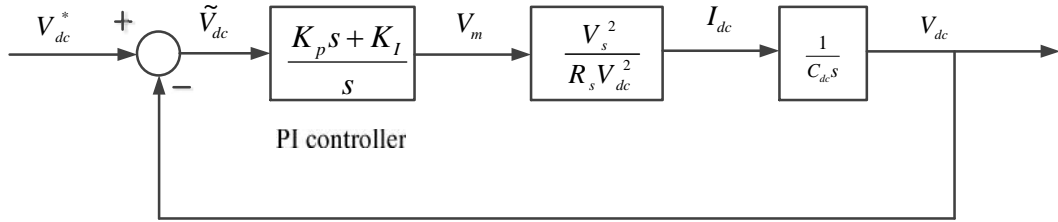
$$V_m = K_p \tilde{V}_{dc} + K_I \int \tilde{V}_{dc} dt \quad (4-17)$$

$$\tilde{V}_{dc} = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (4-18)$$

นำสมการที่ (4-17) มาแปลงลาปลาซจะได้ดังสมการที่ (4-19) และจัดเทอมให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (4-20) ทำให้สามารถนำสมการที่ (4-14) สมการที่ (4-16) และสมการที่ (4-20) มาใช้อธิบายโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.2 จากรูปสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดได้ดังสมการที่ (4-21) และทำการจัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่ (4-22)

$$V_m = K_p \tilde{V}_{dc} + \frac{K_I \tilde{V}_{dc}}{s} \quad (4-19)$$

$$\frac{V_m}{\tilde{V}_{dc}} = \frac{(K_p s + K_I)}{s} \quad (4-20)$$



รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{G_i(s)}{1 + G_i(s)H(s)} = \frac{\frac{V_s^2}{R_s V_{dc}^2} \left(\frac{K_p s + K_I}{C_{dc} s^2} \right)}{1 + \frac{V_s^2}{R_s V_{dc}^2} \left(\frac{K_p s + K_I}{C_{dc} s^2} \right)} \quad (4-21)$$

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{V_s^2}{R_s V_{dc}^2} \frac{1}{C_{dc}} \left(\frac{K_p s + K_I}{s^2 + \left(\frac{V_s^2}{R_s V_{dc}^2} \frac{K_p}{C_{dc}} \right) s + \frac{V_s^2}{R_s V_{dc}^2} \frac{K_I}{C_{dc}}} \right) \quad (4-22)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_p และ K_I ของตัวควบคุมพีไอใช้วิธีเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ดังสมการที่ (4-22) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (4-23) ทำให้ได้สมการ K_p ดังสมการที่ (4-24) และสมการ K_I ดังสมการที่ (4-25) โดยกำหนดให้ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน (percent overshoot; P.O.) เท่ากับ 5 เปอร์เซ็นต์ ช่วงเวลาเข้าที่ (settling time) เท่ากับ 0.2 วินาที ดังนั้นจะได้ค่าความถี่ธรรมชาติ (ζ_{nv}) เท่ากับ $10f$ rad/s ค่าอัตราส่วนการหน่วง (ζ) เท่ากับ 0.707 ทำให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงขาด (underdamped response) ค่าอัตราส่วนเซนเซอร์วัดกระแส (R_s) เท่ากับ 1 ในส่วนของค่าแรงดันบัลไฟตรง ค่าตัวเก็บประจุ และค่าแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ตามที่ระบุไว้ในหัวข้อที่ 4.2.1 มาแทนค่าในสมการที่ (4-24) และสมการที่ (4-25) ดังนั้นจะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอได้ดังสมการที่ (4-26) และสมการที่ (4-27)

$$G(s) = \frac{\zeta_{nv}^2}{s^2 + 2\zeta \zeta_{nv} s + \zeta_{nv}^2} \quad (4-23)$$

$$K_p = \frac{2' \check{S}_{nv} R_s V_{dc}^2 C_{dc}}{V_s^2} \quad (4-24)$$

$$K_I = \frac{\check{S}_{nv}^2 R_s V_{dc}^2 C_{dc}}{V_s^2} \quad (4-25)$$

$$K_p = \frac{2 \times \frac{\sqrt{2}}{2} \times 10f \times 1 \times 160^2 \times 2800 \times 10^{-6}}{100^2} = 0.32 \quad (4-26)$$

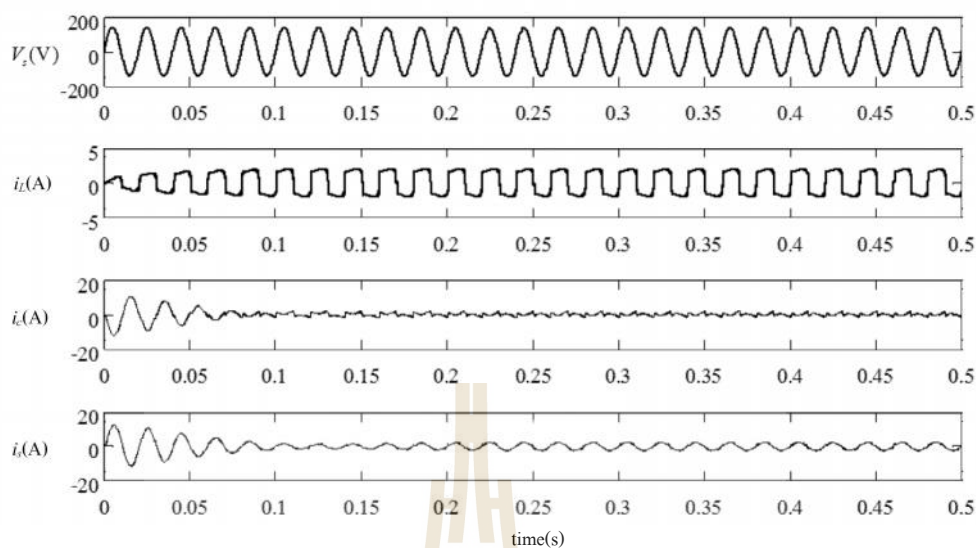
$$K_I = \frac{(10f)^2 \times 1 \times 160^2 \times 2800 \times 10^{-6}}{100^2} = 7.07 \quad (4-27)$$

4.2.3 การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

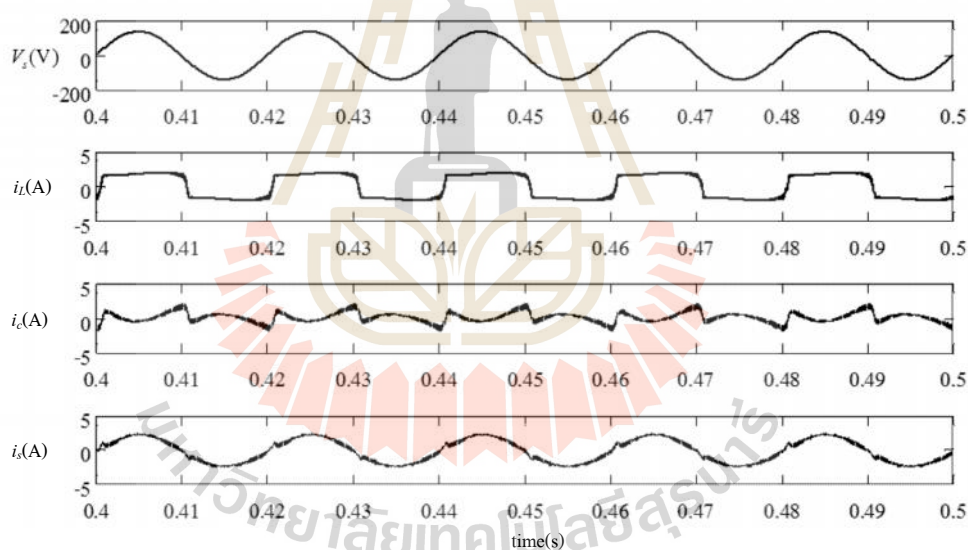
การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่พร้อมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส เพื่อยืนยันผลการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงที่นำเสนอในหัวข้อที่ 4.2.1 และ 4.2.2 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์แสดงดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่พิจารณา

พารามิเตอร์	พารามิเตอร์ที่ใช้
ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา	$V_s = 100 \text{ V}_{\text{rms}}, f_{\text{line}} = 50 \text{ Hz}, L_s = 10 \mu\text{H}, L_l = 3 \text{ mH}$
โหลดของวงจรเรียงกระแส	$L_L = 0.5 \text{ H}, R_L = 45 \Omega$
วงจรกรองกำลังแอกทีฟ	$L_c = 7.5 \text{ mH}, C_{dc} = 2800 \mu\text{F}, V_{dc}^* = 160 \text{ V}$
ตัวควบคุมพีไอ	$K_p = 0.32, K_I = 7.07$
ความถี่การสวิตช์	$f_s = 10 \text{ kHz}$
อัตราส่วนเซนเซอร์วัดกระแส	$R_s = 1$



(ก) ผลการจำลองสถานการณ์ในช่วงเวลา 0 วินาที ถึง 0.5 วินาที



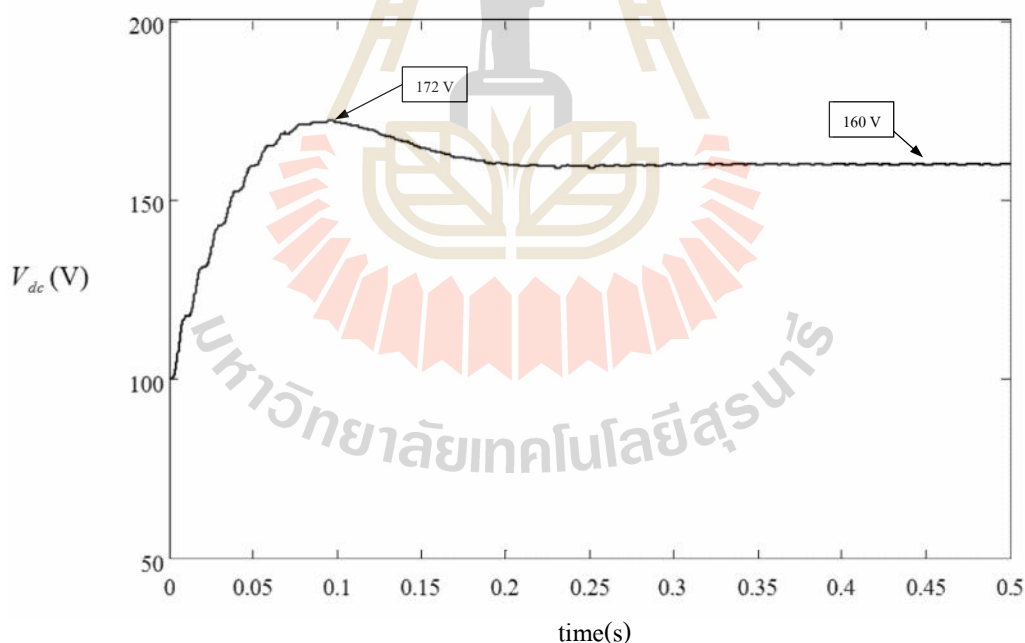
(ข) ผลการจำลองสถานการณ์ในสภาวะอยู่ตัวที่ช่วงเวลา 0.4 วินาที ถึง 0.5 วินาที

รูปที่ 4.4 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกกรณีโหลดตัวต้านทาน R_L
เท่ากับ $45\ \Omega$ ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L ขนาด $0.5\ \text{H}$

จากรูปที่ 4.4(ก) สังเกตได้ว่าในช่วงเวลา 0 วินาที ถึง 0.1 วินาที ขนาดกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_s) มีค่าสูง เนื่องจากเป็นช่วงที่ตัวเก็บประจุ C_{dc} กำลังสะสมพลังงาน การควบคุมจะใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวประมาณ 0.2 วินาที และในรูปที่ 4.4(ข) คือ ผลการจำลอง

สถานการณ์ในสถานะอยู่ตัวในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.4 วินาที ถึง 0.5 วินาที สังเกตได้ว่าภายหลังการชดเชย รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_s) กลับมามีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับรูปสัญญาณก่อนการชดเชยที่มีลักษณะเหมือนกับกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_L) จากผลดังกล่าวจึงทำให้ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยมีค่าลดลงเหลือเท่ากับ 7.96% ในขณะที่ก่อนการชดเชยวัดค่า %THD ของกระแสดังกล่าวได้เท่ากับ 37.55%

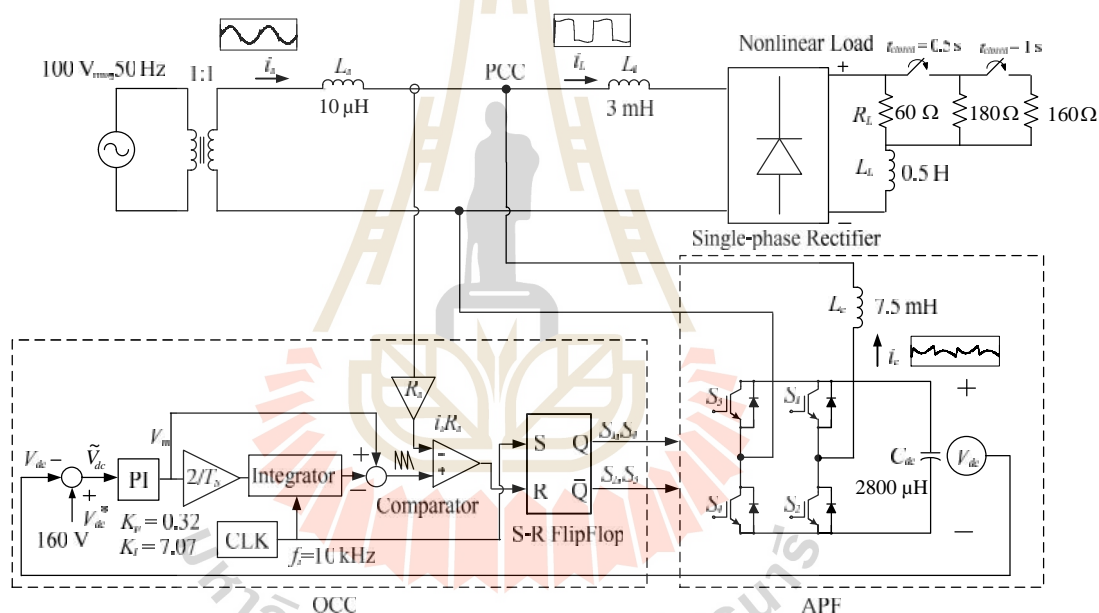
นอกจากนี้ ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ของวงจรกรองกำลังแอคทิฟแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 จากรูปสังเกตได้ว่าในช่วงเริ่มต้นค่าแรงดันดังกล่าวมีค่าประมาณ 172 V ที่เวลา 0.09 วินาที คิดเป็น P.O. เท่ากับ 7.5 % ซึ่งไม่ตรงตามการออกแบบเป็นเพราะการออกแบบใช้วิธีเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดกับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ วิธีดังกล่าวไม่ได้พิจารณาผลของทอมซีโร (Zero) แต่อย่างไรก็ตามการควบคุมสามารถควบคุมให้ค่าแรงดันดังกล่าวเข้าสู่ค่าที่ต้องการ คือ 160 V ซึ่งจากรูปสังเกตได้ว่าใช้เวลาประมาณ 0.2 วินาที ในการเข้าสู่ค่า 160 V



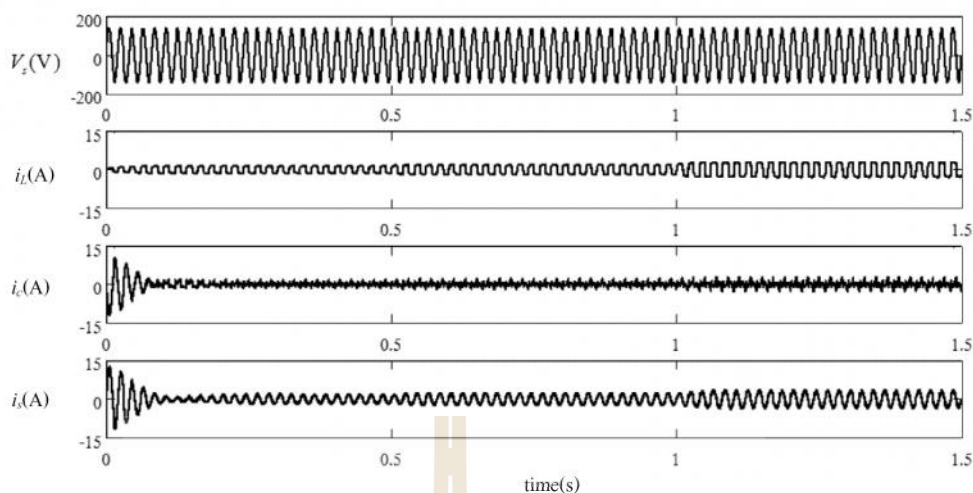
รูปที่ 4.5 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัลไฟตรง

การจำลองสถานการณ์กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด

ระบบที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์โมนิกกรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใดแสดงดังรูปที่ 4.6 การจำลองสถานการณ์จะมีการเปลี่ยนแปลงโหลดเฉพาะตัวต้านทาน R_L โดยมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานดังนี้ ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึง 0.5 วินาที คือ กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ $60\ \Omega$ กระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_L) มีค่าประมาณ 1.5 A ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.5 วินาที ถึง 1 วินาที คือ กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ $45\ \Omega$ ($60\ \Omega // 180\ \Omega$) กระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_L) มีค่าประมาณ 2 A และในช่วงเวลาตั้งแต่ 1 วินาที ถึง 1.5 วินาที คือ กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ $35\ \Omega$ ($60\ \Omega // 180\ \Omega // 160\ \Omega$) กระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_L) มีค่าประมาณ 2.5 A ผลการจำลองสถานการณ์กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใดแสดงได้ดังรูปที่ 4.7

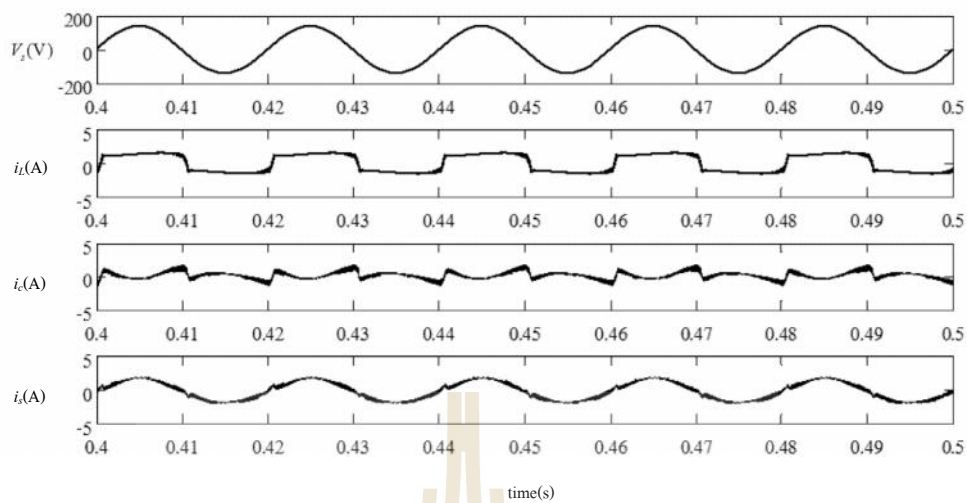


รูปที่ 4.6 ระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด

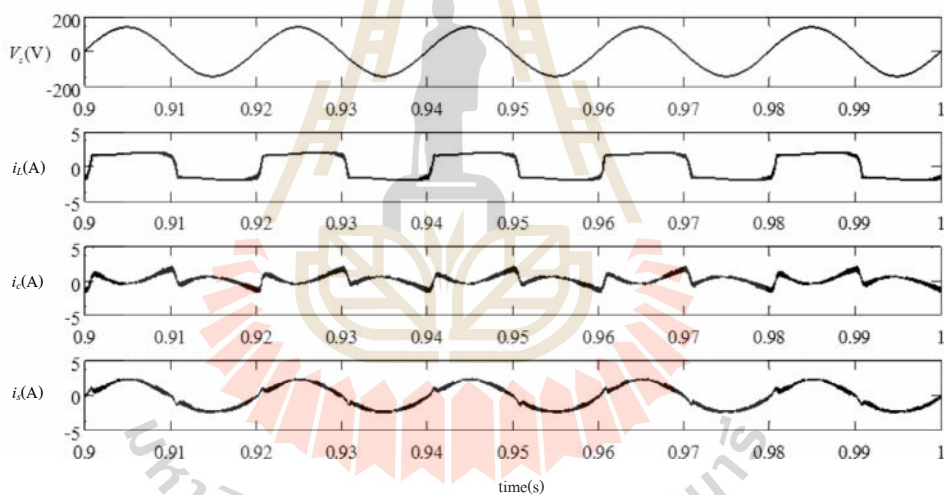


รูปที่ 4.7 ผลการจำลองสถานการณ์สำหรับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสกรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด

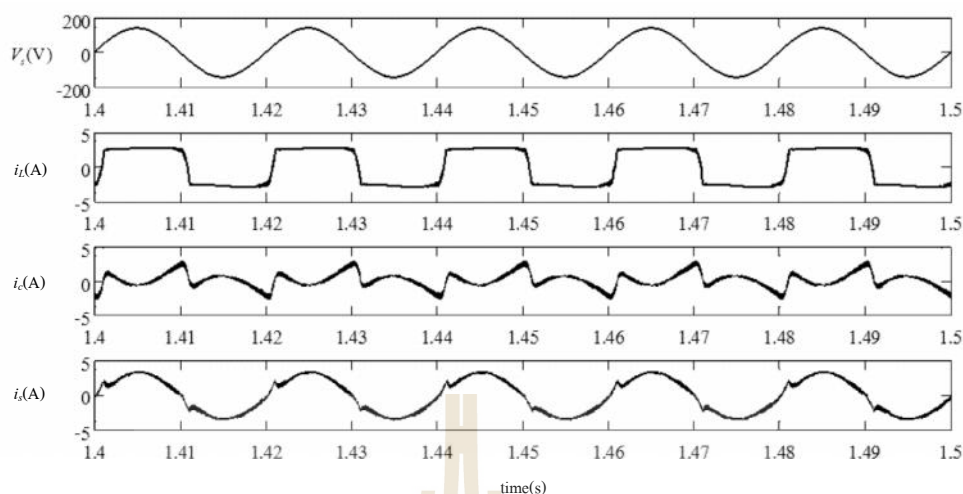
จากรูปที่ 4.7 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด สังเกตได้ว่าในช่วงเริ่มต้นขนาดกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายมีค่าสูงและลดลงเรื่อย ๆ ถึงช่วงเวลาที่ 0.09 วินาที เนื่องจากเป็นช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุ C_{dc} กำลังสะสมพลังงาน การควบคุมจะใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่เวลาประมาณ 0.2 วินาที หลังจากนั้นในช่วงเวลาที่ 0.5 วินาที โหลดมีการเปลี่ยนแปลงทำให้ขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดมีค่าสูงขึ้น ซึ่งการควบคุมใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวประมาณ 0.1 วินาที และถัดมาในช่วงเวลาที่ 1 วินาที โหลดมีการเปลี่ยนแปลงอีกครั้งหนึ่งทำให้ขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดมีค่าสูงขึ้น ซึ่งใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวประมาณ 0.12 วินาที ผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวทำให้เห็นว่า ระบบสามารถทำการกำจัดฮาร์มอนิกให้สอดคล้องตามขนาดกระแสไฟฟ้าที่เปลี่ยนไป ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_s) มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดด้วยเช่นกัน โดยผลในช่วงสภาวะอยู่ตัวของกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60Ω ที่เวลา 0.4 วินาที ถึง 0.5 วินาที แสดงได้ดังรูปที่ 4.8 ผลการจำลองสถานการณ์ในช่วงสภาวะอยู่ตัวกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 45Ω ที่เวลา 0.9 วินาที ถึง 1 วินาที แสดงได้ดังรูปที่ 4.9 และกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 35Ω ที่เวลา 1.4 วินาที ถึง 1.5 วินาที แสดงได้ดังรูปที่ 4.10 ดังนี้



รูปที่ 4.8 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60Ω



รูปที่ 4.9 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 45Ω

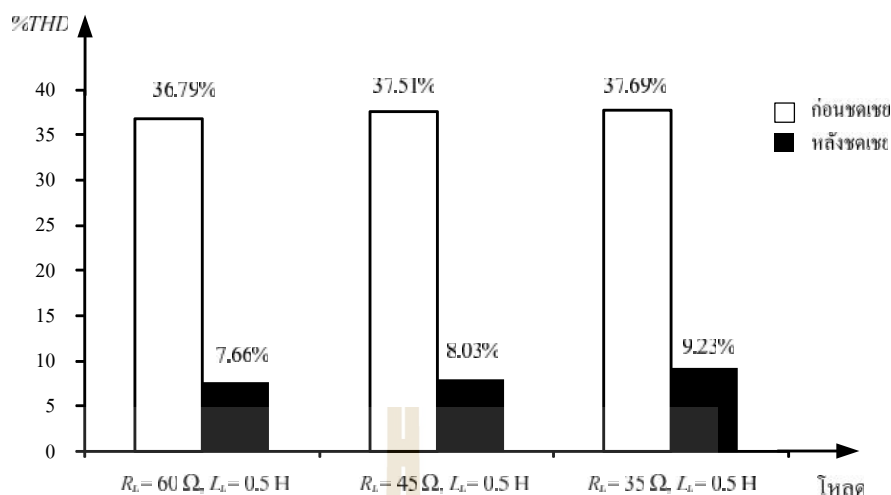


รูปที่ 4.10 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 35Ω

จากรูปที่ 4.8 ถึงรูปที่ 4.10 ผลการจำลองสถานการณ์ในช่วงสภาวะอยู่ตัวทั้งสามกรณี พบว่า กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_s) ภายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปไซน์เพิ่มมากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยที่มีลักษณะเช่นเดียวกับกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_L) โดยวัดค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายสำหรับโหลด R_L เท่ากับ 60Ω 45Ω และ 35Ω ภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากับ 7.66% 8.03% และ 9.23% ตามลำดับ ในขณะที่ก่อนการชดเชยมีค่าเท่ากับ 36.79% 37.51% และ 37.69% ตามลำดับ สามารถสรุปผลค่า $\%THD$ ได้ดังตารางที่ 4.3 และสรุปเป็นแผนภูมิแท่งได้ดังรูปที่ 4.11

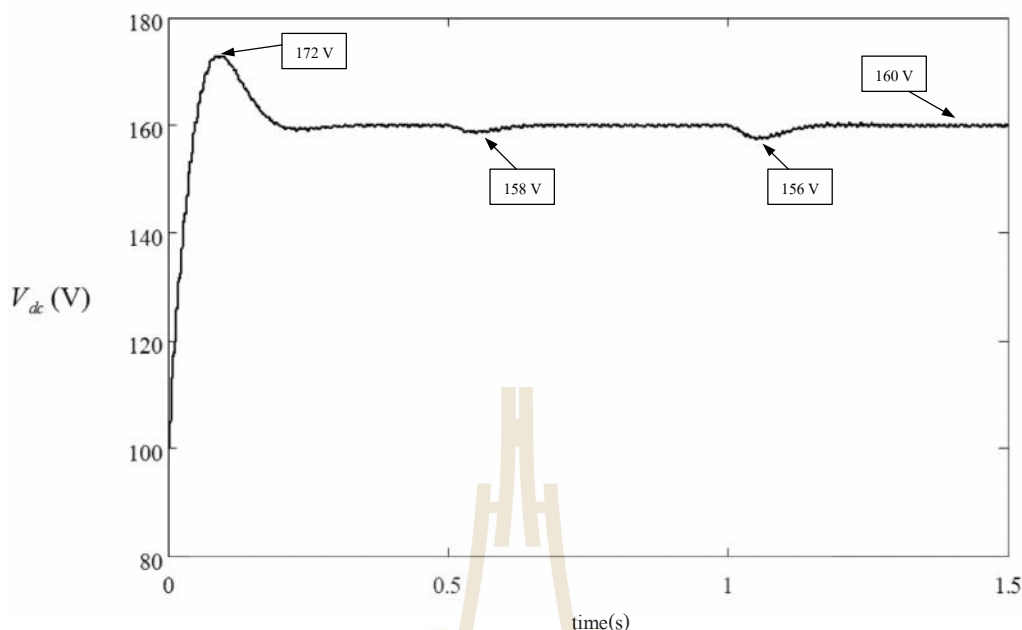
ตารางที่ 4.3 ค่า $\%THD$ กรณีมีการเปลี่ยนแปลงขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดแบบทันทีทันใด

ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย					
โหลด $R_L = 60$, $L_L = 0.5$ H (ค่าขดกระแสไฟฟ้าเท่ากับ 1.5 A)		โหลด $R_L = 45$, $L_L = 0.5$ H (ค่าขดกระแสไฟฟ้าเท่ากับ 2 A)		โหลด $R_L = 35$, $L_L = 0.5$ H (ค่าขดกระแสไฟฟ้าเท่ากับ 2.5 A)	
ก่อนชดเชย	หลังชดเชย	ก่อนชดเชย	หลังชดเชย	ก่อนชดเชย	หลังชดเชย
36.79%	7.66%	37.51%	8.03%	37.69%	9.23%



รูปที่ 4.11 ผลค่า %THD กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

นอกจากนี้ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ดังรูปที่ 4.12 จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่าในช่วงเริ่มต้นของแรงดันดังกล่าวจะมีค่าประมาณ 172 V ที่เวลา 0.09 วินาที คิดเป็น P.O. เท่ากับ 7.5 % ซึ่งไม่ตรงตามการออกแบบเหตุผลเดียวกับที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นในกรณีความต้านทาน R_L เท่ากับ 45 Ω แต่อย่างไรก็ตามการควบคุมสามารถควบคุมให้ค่าแรงดันดังกล่าวเข้าสู่ค่าที่ต้องการ คือ 160 V ซึ่งจากรูปสังเกตได้ว่าใช้เวลาประมาณ 0.2 วินาที จะสามารถเข้าสู่ค่าที่ต้องการ หลังจากนั้นที่ช่วงเวลา 0.5 วินาที เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลดจึงทำให้แรงดัน V_{dc} ตกลงไปอยู่ที่ประมาณ 158 V และใช้เวลา 0.1 วินาที แรงดันจึงกลับไปอยู่ในค่าที่ต้องการ คือ 160 V เช่นเดิม และถัดมาในช่วงเวลาที่ 1 วินาที โหลดมีการเปลี่ยนแปลงอีกครั้งหนึ่ง จึงทำให้แรงดันดังกล่าวตกลงไปที่ประมาณ 156 V และใช้เวลาเพียงประมาณ 0.12 วินาที ในการกลับไปสู่ที่แรงดัน 160 V เช่นเดิม



รูปที่ 4.12 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัสไฟตรงกรณีมีการเปลี่ยนแปลงขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลด

4.3 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้าสามเฟส

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบไฟฟ้าสามเฟสแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อ คือ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะนำเสนอในหัวข้อที่ 4.3.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะนำเสนอในหัวข้อที่ 4.3.2 และการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าเพื่อยืนยันผลการออกแบบจะนำเสนอในหัวข้อที่ 4.3.3 ซึ่งรายละเอียดมีดังนี้

4.3.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

พารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบไฟฟ้าสามเฟส ได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำ (L_c) แรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) และตัวเก็บประจุ (C_{dc}) ซึ่งการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟส มีรายละเอียดการออกแบบดังนี้

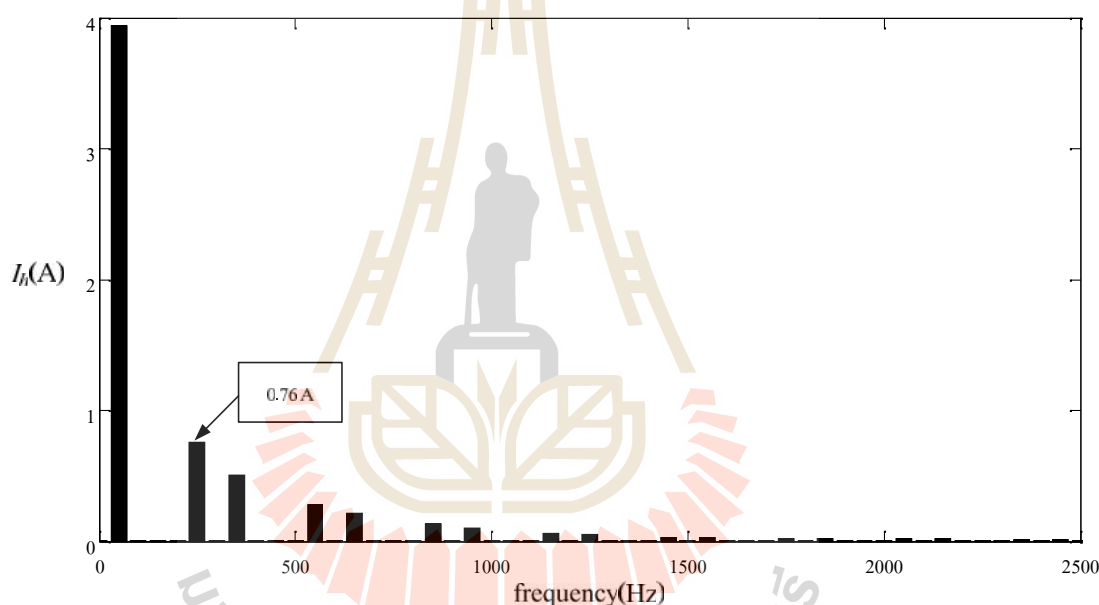
การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

วิธีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำจะใช้วิธีเดียวกับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสตามที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.2.1 สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟส ค่า V_{dc} ควรออกแบบให้มีค่ามากกว่า 1.5 เท่าของค่า

ยอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมอ ($V_{s,p} \approx 142 \text{ V}$, $V_{s,rms} = 100 \text{ V}$) (Benchaita and et al., 1999) จึงกำหนดให้ค่า V_{dc} เท่ากับ 350 V หรือประมาณ 2.47 เท่าของ $V_{s,p}$

ตารางที่ 4.4 ขนาดกระแสฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าสามเฟสที่พิจารณา

ความถี่ (Hz)	50	250	350	550	650	850	950	1150
ขนาดกระแส (A)	3.94	0.76	0.51	0.28	0.22	0.13	0.102	0.060
ความถี่ (Hz)	1250	1450	1550	1750	1850	2050	2150	2350
ขนาดกระแส (A)	0.049	0.032	0.029	0.024	0.022	0.019	0.017	0.014



รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของกระแสฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้า

จากตารางที่ 4.4 แสดงปริมาณของกระแสฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าสามเฟส ซึ่งได้จากการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม SIMULINK ของ MATLAB สังเกตได้ว่ากระแสฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 ($f = 250 \text{ Hz}$) มีค่าแอมพลิจูดสูงสุด เท่ากับ 0.76 A จากตารางดังกล่าวแสดงด้วยสเปกตรัมได้ดังรูปที่ 4.13 แทนค่า V_{dc} เท่ากับ 350 V $V_{s,p}$ เท่ากับ 142 V I_h เท่ากับ 0.76 A และ f เท่ากับ 250 Hz ในสมการที่ (4-1) จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุดดังสมการที่ (4-28)

$$L_{c,\max} = \frac{V_{dc} - V_{s,p}}{I_h 2ff} = \frac{350 - (\sqrt{2} \times 100)}{0.76 \times 2f \times 250} = 174.72 \text{ mH} \quad (4-28)$$

ดังนั้น กำหนดให้งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ L_c เท่ากับ 1 mH

การออกแบบค่าตัวเก็บประจุ

วิธีการออกแบบค่าตัวเก็บประจุจะใช้วิธีเดียวกับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสตามที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.2.1 โดยกำหนดให้ค่ากำลังงานแอททิฟของปริมาณฮาร์มอนิก (P_{ac}) เท่ากับ 650 W รวมทั้งกำหนดให้ค่าแรงดันกระเพื่อม (ΔV_{dc}) เท่ากับ 5 V (< 2%) การคำนวณหาขอบเขตต่ำสุดของค่าตัวเก็บประจุ $C_{dc,\min}$ แสดงดังสมการที่ (4-29)

$$C_{dc,\min} = \frac{P_{ac}}{2 \times f_{line} \times (V_{dc,\max}^2 - V_{dc,\min}^2)} = \frac{650}{2 \times 50 \times (355^2 - 345^2)} = 928.57 \text{ } \mu\text{F} \quad (4-29)$$

ดังนั้น กำหนดให้งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ C_{dc} เท่ากับ 2800 μF

การเลือกใช้ความถี่สวิตช์ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.2.1 สำหรับในระบบไฟฟ้าสามเฟสพิจารณาฮาร์มอนิกถึงอันดับที่ 50 มีความถี่ $f_{h,\max}$ เท่ากับ 2.5 kHz ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ f_s เท่ากับ 10 kHz

4.3.2 การออกแบบตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอททิฟ

การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอททิฟในระบบไฟฟ้าสามเฟส เริ่มต้นวิเคราะห์จากสมการ V_m ของสมการที่ (3-63) และแทนค่า K_1 เท่ากับ 0.5 ในสมการที่ (3-63) ซึ่งได้อธิบายไว้ในบทที่ 3 จะได้ดังสมการที่ (4-30)

$$V_m = \frac{R_s}{2R_e} V_{dc} \quad (4-30)$$

นำสมการที่ (4-30) มาเขียนใหม่ให้อยู่ในรูป R_e ได้ดังสมการที่ (4-31)

$$R_e = \frac{R_s}{2V_m} V_{dc} \quad (4-31)$$

การออกแบบจะกำหนดให้ไม่มีกำลังงานสูญเสียในระบบไฟฟ้า ($P_{in} = P_{out}$) โดยที่ P_{in} คือ กำลังงานไฟฟ้าอินพุตของระบบไฟฟ้าแสดงได้สมการที่ (4-32) P_{out} คือ กำลังงานไฟฟ้าเอาต์พุตของระบบไฟฟ้าแสดงได้สมการที่ (4-33) ดังนั้นแทน P_{in} ของสมการที่ (4-32) ใน P_{out} ของสมการที่ (4-33) จะได้สมการที่ (4-34) จากนั้นแทน R_e ของสมการที่ (4-31) ในสมการที่ (4-34) จะได้สมการที่ (4-35)

$$P_{in} = \frac{3v_s^2}{R_e} \quad (4-32)$$

$$P_{out} = P_L + V_{dc} i_{dc} \quad (4-33)$$

$$\frac{3v_s^2}{R_e} = P_L + V_{dc} i_{dc} \quad (4-34)$$

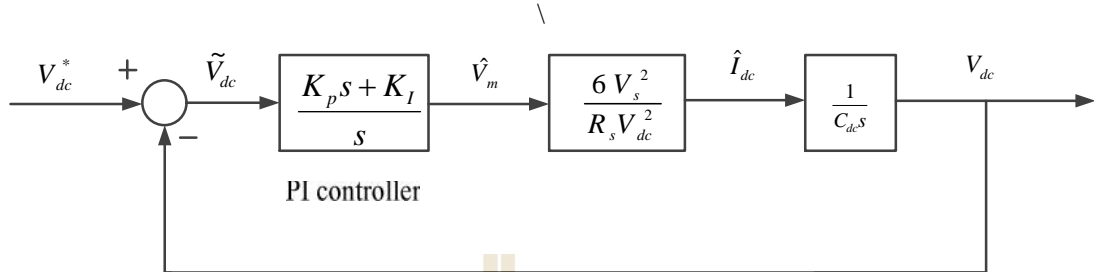
$$\frac{6v_s^2 V_m}{R_s V_{dc}} = P_L + V_{dc} i_{dc} \quad (4-35)$$

การวิเคราะห์เพื่อออกแบบโครงสร้างการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงจะพิจารณาเหมือนกับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส คือ จะไม่พิจารณาผลของกำลังงานสูญเสียในตัวเก็บประจุ (C_{dc}) ในตัวเหนี่ยวนำ (L_c) และละเลยค่ากำลังงานไฟฟ้าโหลด ($P_L = 0$) ซึ่งได้อธิบายในข้อหัวที่ 4.2.2 ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (4-35) ใหม่ได้ตามสมการที่ (4-36)

$$\frac{6v_s^2 V_m}{R_s V_{dc}} = V_{dc} i_{dc} \quad (4-36)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (4-36) และจัดเทอมให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน จะได้สมการที่ (4-37) สำหรับการแปลงลาปลาซเทอมพลาตซ์ของระบบที่พิจารณา และตัวควบคุมพีไอในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดแสดงดังสมการที่ (4-16) และสมการที่ (4-20) ตามลำดับ ตามที่ได้อธิบายไว้ในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสในข้อหัวที่ 4.2.2 สามารถนำสมการที่ (4-16) สมการที่ (4-20) และสมการที่ (4-37) มาใช้อธิบายโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง แสดงได้ดังรูปที่ 4.14 จากรูป สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดได้ดังสมการที่ (4-38) และทำการจัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่ (4-39)

$$\frac{I_{dc}}{V_m} = \frac{6V_s^2}{R_s V_{dc}^2} \quad (4-37)$$



รูปที่ 4.14 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{G_i(s)}{1 + G_i(s)H(s)} = \frac{\frac{6V_s^2}{R_s V_{dc}^2} \left(\frac{K_p s + K_I}{C_{dc} s^2} \right)}{1 + \frac{6V_s^2}{R_s V_{dc}^2} \left(\frac{K_p s + K_I}{C_{dc} s^2} \right)} \quad (4-38)$$

$$\frac{V_d}{V_{dc}^*} = \frac{6V_s^2}{R_s V_{dc}^2} \frac{1}{C_{dc}} \left(\frac{K_p s + K_I}{s^2 + \left(\frac{6V_s^2}{R_s V_{dc}^2} \frac{K_p}{C_{dc}} \right) s + \frac{6V_s^2}{R_s V_{dc}^2} \frac{K_I}{C_{dc}}} \right) \quad (4-39)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_p และ K_I ของตัวควบคุมพีไอใช้วิธีเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดดังสมการที่ (4-39) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานดังสมการที่ (4-23) ทำให้ได้สมการ K_p ดังสมการที่ (4-40) และสมการ K_I ดังสมการที่ (4-41) โดยกำหนดให้ P.O. เท่ากับ 5 เปอร์เซ็นต์ ช่วงเวลาเข้าที่เท่ากับ 0.2 วินาที ดังนั้นจะได้ค่า ζ_{nv} เท่ากับ $10f$ rad/s ค่า ω_n เท่ากับ 0.707 ทำให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงขาด ในส่วนของค่าแรงดันบัสไฟตรง ค่าตัวเก็บประจุ และแรงดันไฟฟ้าที่แรงจ่าย นำค่าดังกล่าวตามที่ระบุไว้ในหัวข้อที่ 4.3.1 มาแทนค่าในสมการที่ (4-40) และสมการที่ (4-41) ดังนั้นจะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอได้ดังสมการที่ (4-42) และสมการที่ (4-43)

$$K_p = \frac{\dot{S}_{nv} R_s V_{dc}^2 C_{dc}}{3V_s^2} \quad (4-40)$$

$$K_I = \frac{\dot{S}_{nv}^2 R_s V_{dc}^2 C_{dc}}{6V_s^2} \quad (4-41)$$

$$K_p = \frac{\frac{\sqrt{2}}{2} \times 10f \times 1 \times 350^2 \times 2800 \times 10^{-6}}{3 \times 100^2} = 0.25 \quad (4-42)$$

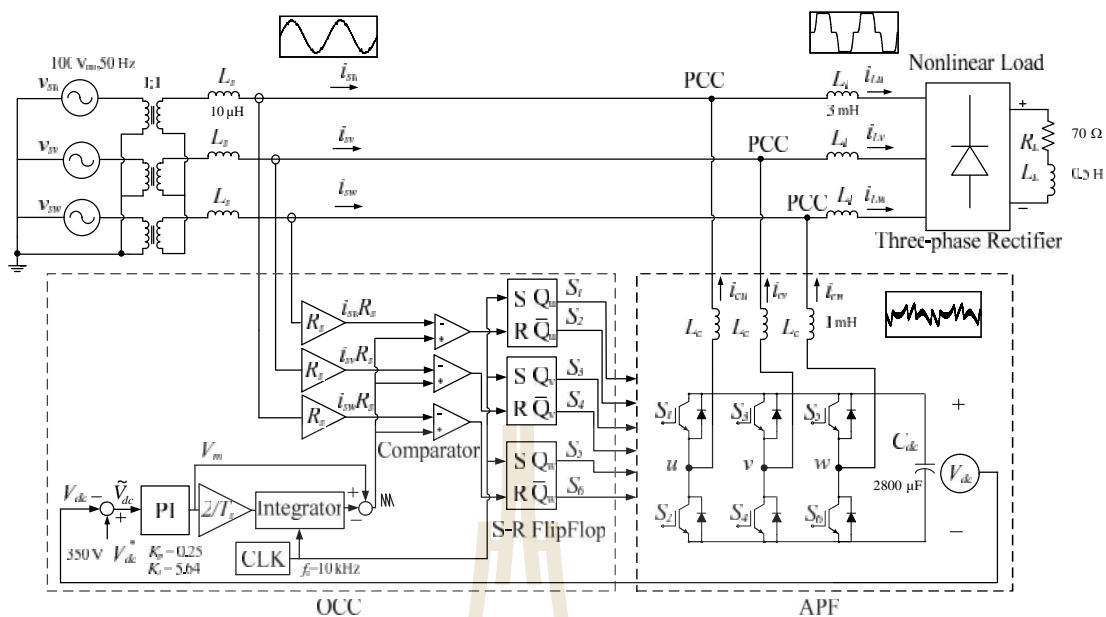
$$K_I = \frac{(10f)^2 \times 1 \times 350^2 \times 2800 \times 10^{-6}}{6 \times 100^2} = 5.64 \quad (4-43)$$

4.3.3 การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าสามเฟส

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่พร้อมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าสามเฟส เพื่อยืนยันผลการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงที่นำเสนอในหัวข้อที่ 4.3.1 และ 4.3.2 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของระบบไฟฟ้าสามเฟสที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์แสดงดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 ค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าสามเฟสที่พิจารณา

พารามิเตอร์	พารามิเตอร์ที่ใช้
ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา	$V_s = 100 \text{ V}_{\text{rms}}, f_{\text{line}} = 50 \text{ Hz}, L_s = 10 \mu\text{H}, L_l = 3 \text{ mH}$
โหลดของวงจรเรียงกระแส	$L_L = 0.5 \text{ H}, R_L = 70 \Omega$
วงจรกรองกำลังแอกทีฟ	$L_c = 1 \text{ mH}, C_{dc} = 2800 \mu\text{F}, V_{dc}^* = 350 \text{ V}$
ตัวควบคุมพีไอ	$K_p = 0.25, K_I = 5.64$
ความถี่การสวิตช์	$f_s = 10 \text{ kHz}$
อัตราส่วนเซนเซอร์วัดกระแส	$R_s = 1$

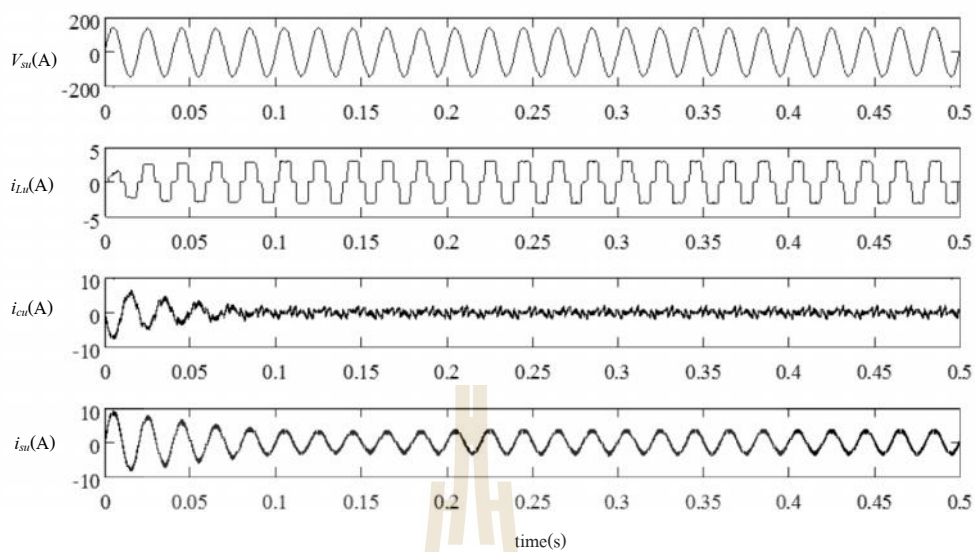


รูปที่ 4.15 ระบบไฟฟ้าสามเฟสที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์

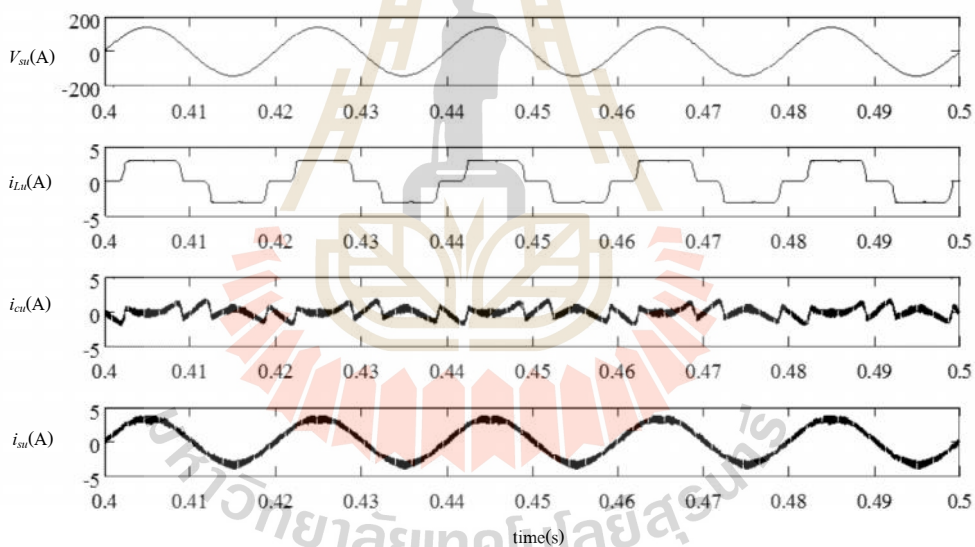
ระบบไฟฟ้าที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกแสดงดังรูปที่ 4.15 การจำลองสถานการณ์จะใช้โหลดวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ (Three-phase bridge rectifier) มีโหลดตัวต้านทาน R_L ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L การจำลองสถานการณ์แบ่งออกเป็น 2 กรณี กรณีที่ 1 คือ กรณีโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทาน R_L เท่ากับ 70Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L เท่ากับ 0.5 H กรณีที่ 2 คือ กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังนี้

ผลการจำลองสถานการณ์กรณีโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทาน R_L เท่ากับ 70Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L เท่ากับ 0.5 H

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกกรณีโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทาน R_L เท่ากับ 70Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L เท่ากับ 0.5 H ซึ่งมีขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดประมาณ 2.5 A สามารถแสดงผลการกำจัดฮาร์มอนิกได้ดังรูปที่ 4.16 ถึงรูปที่ 4.17 ตามลำดับเฟส

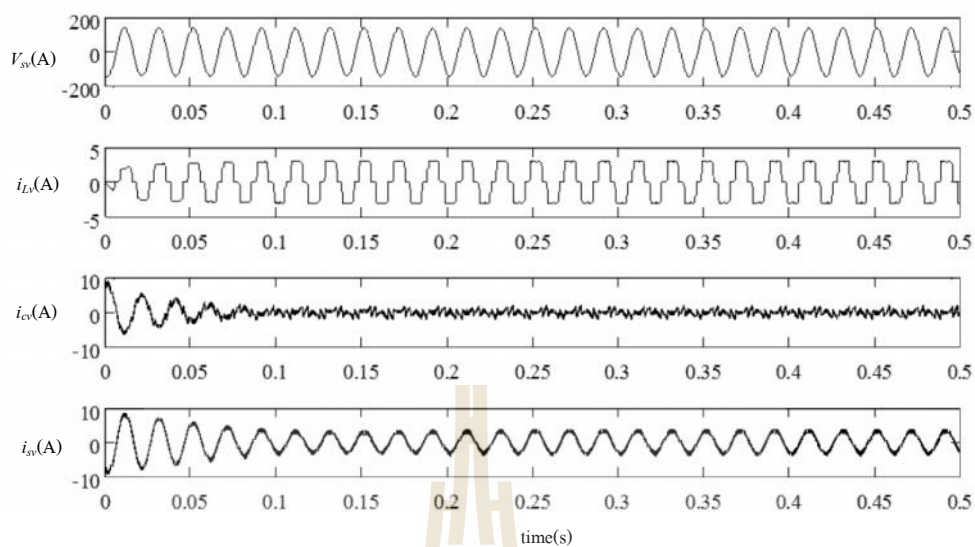


(ก) ผลการจำลองสถานการณ์ในช่วงเวลา 0 วินาที ถึง 0.5 วินาที

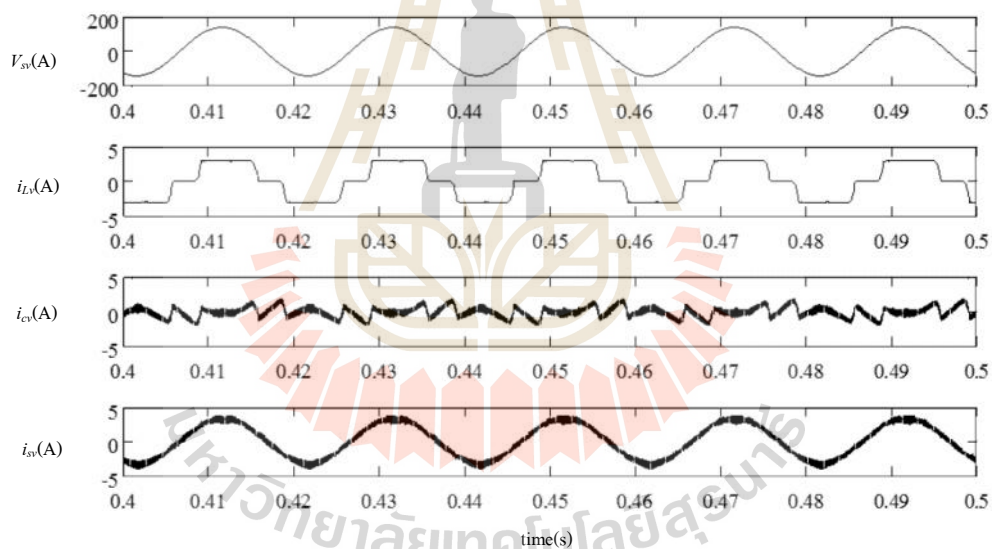


(ข) ผลการจำลองสถานการณ์ในสภาวะอยู่ตัวที่ช่วงเวลา 0.4 วินาที ถึง 0.5 วินาที

รูปที่ 4.16 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส u กรณี R_L เท่ากับ 70Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L เท่ากับ 0.5 H

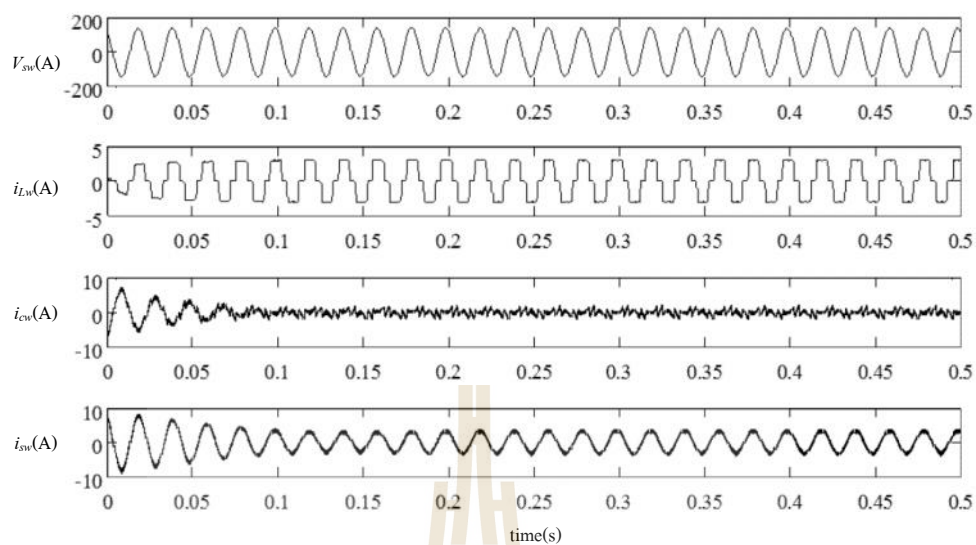


(ก) ผลการจำลองสถานการณ์ในช่วงเวลา 0 วินาที ถึง 0.5 วินาที

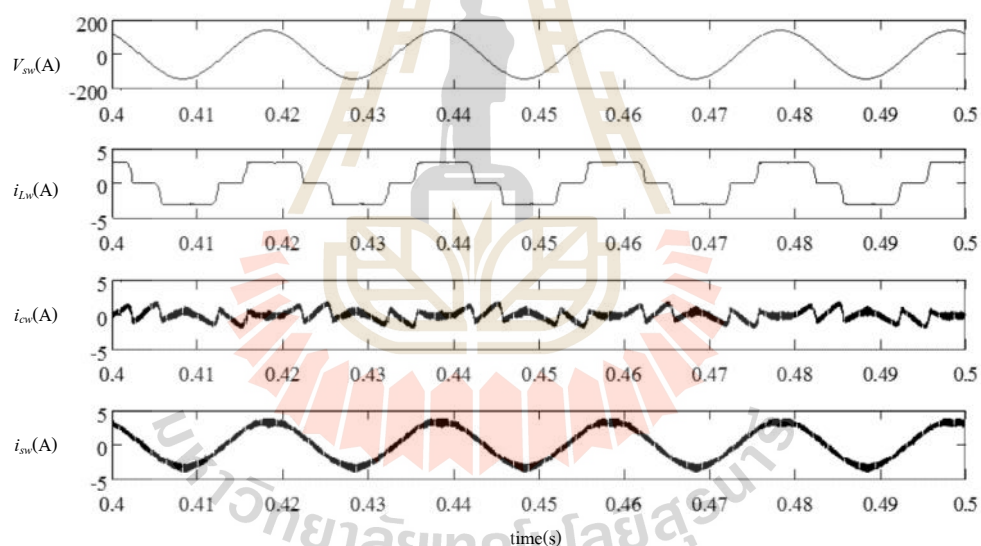


(ข) ผลการจำลองสถานการณ์ในสภาวะอยู่ตัวที่ช่วงเวลา 0.4 วินาที ถึง 0.5 วินาที

รูปที่ 4.17 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส v กรณี R_L เท่ากับ 70Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L เท่ากับ 0.5 H



(ก) ผลการจำลองสถานการณ์ในช่วงเวลา 0 วินาที ถึง 0.5 วินาที



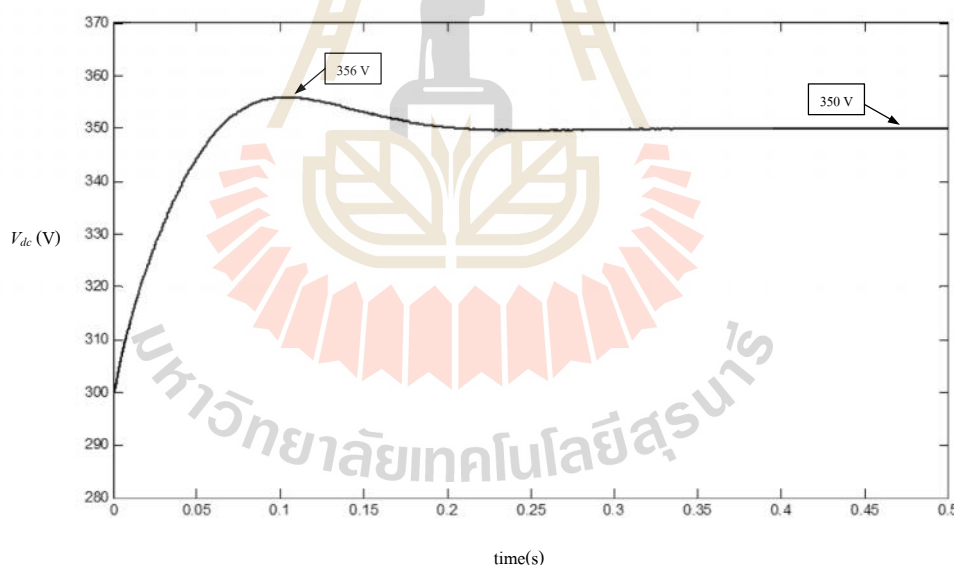
(ข) ผลการจำลองสถานการณ์ในสภาวะอยู่ตัวที่ช่วงเวลา 0.4 วินาที ถึง 0.5 วินาที

รูปที่ 4.18 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส w กรณี R_L เท่ากับ 70Ω
ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L เท่ากับ 0.5 H

จากรูปที่ 4.16(ก) รูปที่ 4.17(ก) และรูปที่ 4.18(ก) ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส u v และ w สังเกตได้ว่าในช่วงเวลา 0 วินาที ถึง 0.1 วินาที ขนาดกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_{su}, i_{sv}, i_{sw}) มีค่าสูง เนื่องจากเป็นช่วงที่ตัวเก็บประจุ C_{dc} กำลังสะสมพลังงาน การควบคุมใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวประมาณ 0.1 วินาที ทั้งสามเฟส และในรูปที่

4.16(ข) รูปที่ 4.17(ข) และรูปที่ 4.18(ข) คือ ผลการจำลองสถานการณ์ในสภาวะอยู่ตัวในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.4 วินาที ถึง 0.5 วินาที ของเฟส u v และ w ตามลำดับ สังเกตได้ว่าภายหลังการชดเชยรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_{su}, i_{sv}, i_{sw}) กลับมามีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับรูปสัญญาณก่อนการชดเชยที่มีลักษณะเหมือนกับกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}) จากผลดังกล่าวจึงทำให้ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_{su}, i_{sv}, i_{sw}) ภายหลังการชดเชยมีค่าลดลงเท่ากับ 3.38% 3.30% และ 3.18% ในขณะที่ก่อนการชดเชยวัดค่า $\%THD$ ของกระแสดังกล่าวได้เท่ากับ 25.85% 25.83% และ 25.87% ตามลำดับเฟส

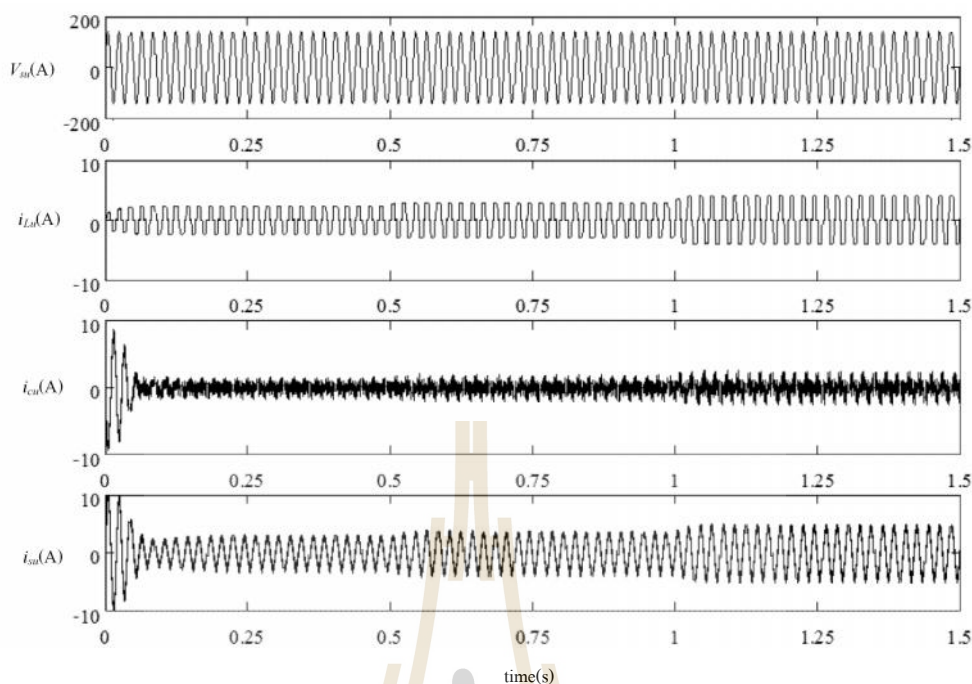
นอกจากนี้ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ดังรูปที่ 4.19 จากรูปสังเกตได้ว่าในช่วงเริ่มต้นค่าแรงดันดังกล่าวมีค่าประมาณ 356 V ที่เวลา 0.1 วินาที คิดเป็น P.O. เท่ากับ 1.71 % ซึ่งเป็นไปตามการออกแบบ หลังจากนั้นตัวควบคุมจะควบคุมค่าแรงดันดังกล่าวให้เข้าสู่ค่าที่ต้องการ คือ 350 V ซึ่งจากรูปสังเกตได้ว่าใช้เวลาประมาณ 0.22 วินาทีในการเข้าสู่ค่า 350 V



รูปที่ 4.19 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัลไฟตรง

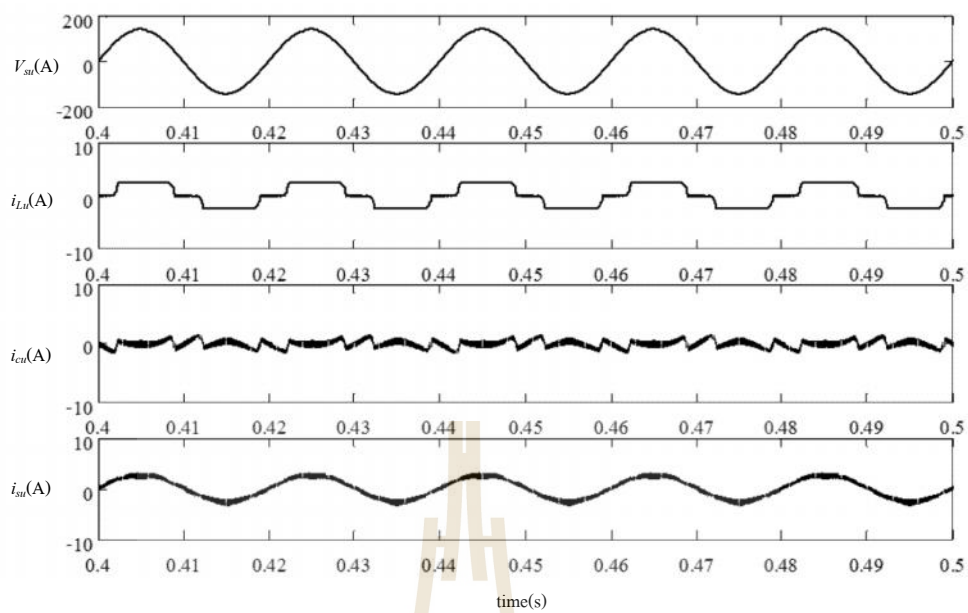
ผลการจำลองสถานการณ์กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด

ระบบที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกกรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใดแสดงดังรูปที่ 4.20 การจำลองสถานการณ์โหลดจะมีการเปลี่ยนแปลงเฉพาะความต้านทาน R_L โดยมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานดังนี้ ในช่วงตั้งแต่ 0 วินาที ถึง 0.5 วินาที

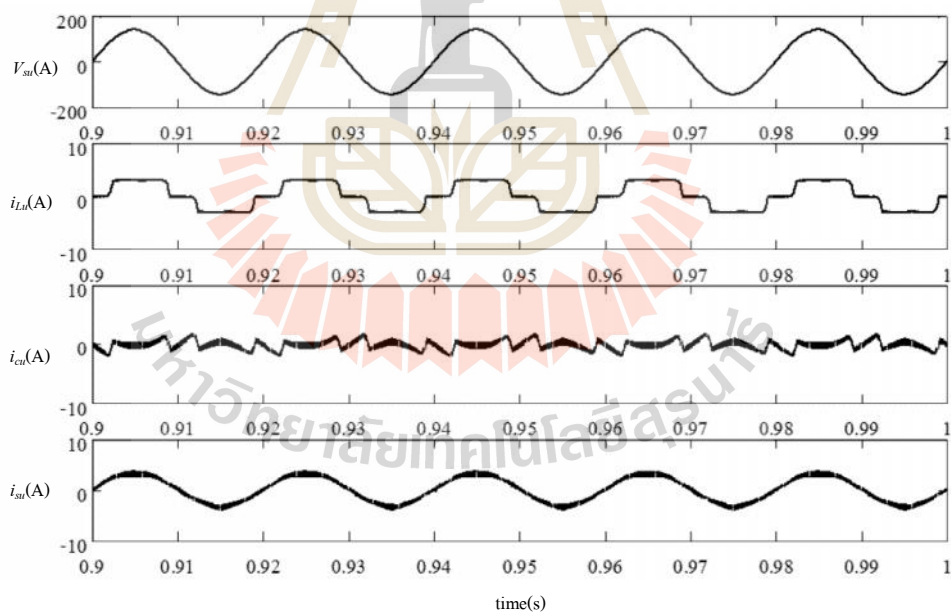


รูปที่ 4.21 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด

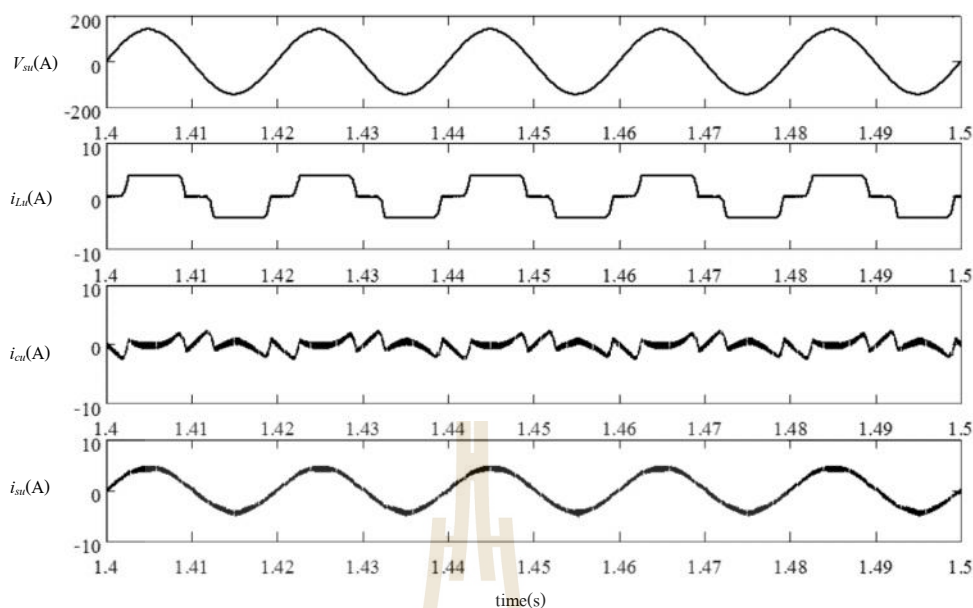
จากรูปที่ 4.21 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใดของเฟส u สังเกตได้ว่าในช่วงเริ่มต้นขนาดกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายมีค่าสูงและลดลงเรื่อย ๆ ถึงช่วงเวลา 0.1 วินาที เนื่องจากเป็นช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุ C_{dc} กำลังสะสมพลังงาน การควบคุมจะใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่เวลาประมาณ 0.25 วินาที หลังจากนั้นในช่วงเวลาที่ 0.5 วินาที โหลดมีการเปลี่ยนแปลงทำให้ขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดมีค่าสูงขึ้น ซึ่งการควบคุมใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวประมาณ 0.05 วินาที และถัดมาในช่วงเวลาที่ 1 วินาที โหลดมีการเปลี่ยนแปลงอีกครั้งหนึ่งทำให้ขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดมีค่าสูงขึ้น ซึ่งใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวประมาณ 0.1 วินาที ผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวทำให้เห็นว่า ระบบสามารถทำการกำจัดฮาร์มอนิกให้สอดคล้องตามขนาดกระแสไฟฟ้าที่เปลี่ยนไป ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดด้วยเช่นกัน โดยผลการจำลองสถานการณ์ในช่วงสภาวะอยู่ตัวของกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90Ω ที่เวลา 0.4 วินาที ถึง 0.5 วินาที แสดงได้ดังรูปที่ 4.22 ผลการจำลองสถานการณ์ในช่วงสภาวะอยู่ตัวกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70Ω ที่เวลา 0.9 วินาที ถึง 1 วินาที แสดงได้ดังรูปที่ 4.23 และกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60Ω ที่เวลา 1.4 วินาที ถึง 1.5 วินาที แสดงได้ดังรูปที่ 4.24 ดังนี้



รูปที่ 4.22 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90Ω



รูปที่ 4.23 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70Ω



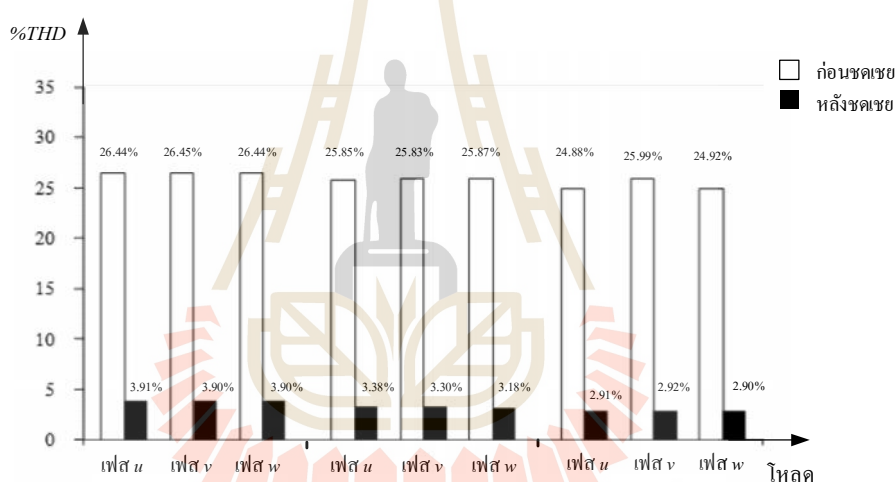
รูปที่ 4.24 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60Ω

จากรูปที่ 4.22 ถึงรูปที่ 4.24 ผลการจำลองสถานการณ์ในสภาวะอยู่ตัวพบว่า กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของเฟส u (i_{su}) ภายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปไซน์เพิ่มมากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยที่มีลักษณะเช่นเดียวกับกระแสไฟฟ้าที่โหลดของเฟส u (i_{Lu}) โดยวัดค่า $\%THD$ ภายหลังการชดเชยของเฟส u สำหรับโหลด R_L เท่ากับ 90Ω 70Ω และ 60Ω มีค่าเท่ากับ 3.91% 3.38% และ 2.91% ในขณะที่ก่อนการชดเชยมีค่าเท่ากับ 26.44% 25.86% และ 24.88% ตามลำดับ สำหรับค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟส และค่า $\%THD$ เฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟส สามารถดูได้จากตารางที่ 4.6 และสรุปเป็นแผนภูมิแท่งได้ดังรูปที่ 4.25 โดยที่ค่า $\%THD$ เฉลี่ยคำนวณได้จากสมการที่ (4-44)

$$\%THD \text{ เฉลี่ย} = \sqrt{\frac{\sum_{j=u,v,w} \%THD_j^2}{3}} \quad (4-44)$$

ตารางที่ 4.6 ค่า %THD กรณีโหลดมีการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้า

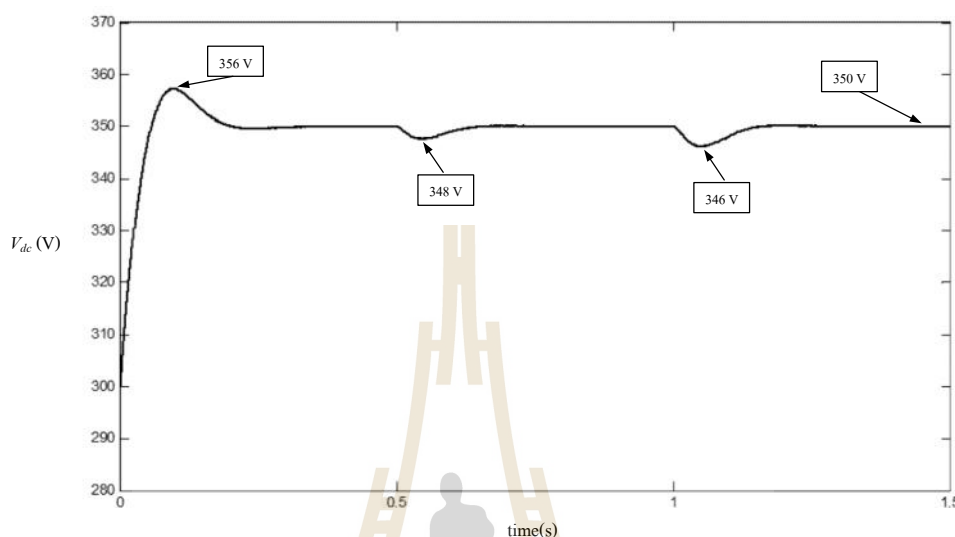
เฟส	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย					
	โหลด $R_L = 90 \Omega$, $L_L = 0.5 H$ (ค่ากระแสไฟฟ้าเท่ากับ 2 A)		โหลด $R_L = 70 \Omega$, $L_L = 0.5 H$ (ค่ากระแสไฟฟ้าเท่ากับ 2.5 A)		โหลด $R_L = 60 \Omega$, $L_L = 0.5 H$ (ค่ากระแสไฟฟ้าเท่ากับ 3 A)	
	ก่อนชดเชย	หลังชดเชย	ก่อนชดเชย	หลังชดเชย	ก่อนชดเชย	หลังชดเชย
u	26.44%	3.91%	25.85%	3.38%	24.88%	2.91%
v	26.45%	3.90%	25.83%	3.30%	25.99%	2.92%
w	26.44%	3.90%	25.87%	3.18%	24.92%	2.90%
เฉลี่ย	26.44%	3.90%	25.85%	3.29%	24.93%	2.91%



รูปที่ 4.25 ผลค่า %THD กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้าสามเฟส

นอกจากนี้ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ดังรูปที่ 4.26 จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่าในช่วงเริ่มต้นของแรงดันดังกล่าวจะมีค่าประมาณ 356 V ที่เวลา 0.1 วินาที คิดเป็น P.O. เท่ากับ 1.71 % ซึ่งเป็นไปตามการออกแบบ หลังจากนั้นตัวควบคุมจะควบคุมค่าแรงดันดังกล่าวให้เข้าสู่ค่าที่ต้องการ คือ 350 V ซึ่งจากรูปสังเกตได้ว่าใช้เวลาประมาณ 0.25 วินาที จะเข้าสู่ค่าที่ต้องการ หลังจากนั้นที่ช่วงเวลา 0.5 วินาที เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลดจึงทำให้แรงดัน V_{dc} ตกลงไปอยู่ที่ประมาณ 348 V และใช้เวลา 0.05 วินาที แรงดันจึงกลับไปอยู่ในค่าที่ต้องการ คือ 350 V เช่นเดิม และถัดมาในช่วงเวลาที่ 1 วินาที

โหลดมีการเปลี่ยนแปลงอีกครั้งหนึ่ง จึงทำให้แรงดันดังกล่าวตกลงไปที่ประมาณ 346 V และใช้เวลาเพียงประมาณ 0.1 วินาที ในการกลับไปสู่ที่แรงดัน 350 V เช่นเดิม



รูปที่ 4.26 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัลไฟตรงกรณีโหลดมีการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้า

4.4 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอเกี่ยวกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟ การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ และผลการจำลองสถานการณ์ ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ของระบบที่พิจารณา พบว่า การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบให้ประสิทธิภาพที่ดี ให้ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของระบบหลังการชดเชยมีค่าลดลง ทั้งระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส และระบบไฟฟ้าสามเฟส นอกจากนี้ผลค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ พบว่า ตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบมีประสิทธิภาพที่เพียงพอต่อการควบคุมให้แรงดันบัลไฟตรงมีค่าตามแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงได้ทั้งระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส และระบบไฟฟ้าสามเฟสอีกด้วย

บทที่ 5

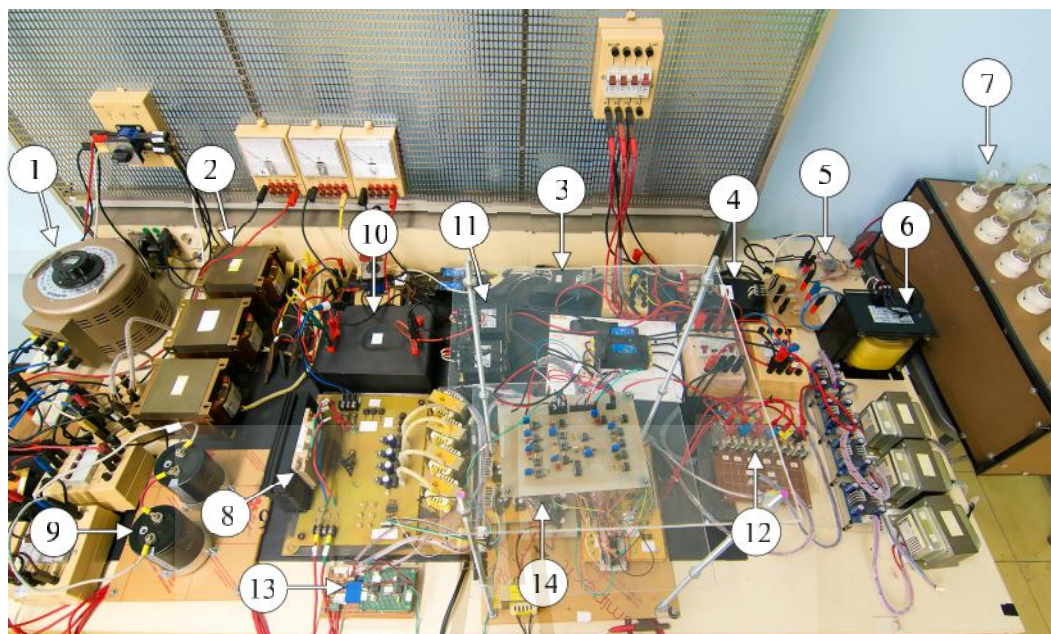
ระบบฮาร์ดแวร์การจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับ การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

5.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการสร้างฮาร์ดแวร์การจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ เพื่อดำเนินการทดสอบในทางปฏิบัติ และยืนยันผลที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ที่ได้นำเสนอในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยรายละเอียดการทดสอบประกอบไปด้วย การสร้างฮาร์ดแวร์ระบบการจัดฮาร์โมนิกจะอธิบายในหัวข้อที่ 5.2 ผลการทดสอบการจัดฮาร์โมนิกจะนำเสนอในหัวข้อที่ 5.3

5.2 การสร้างฮาร์ดแวร์ระบบการจัดฮาร์โมนิก

การสร้างฮาร์ดแวร์ระบบการจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ระบบที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 5.1 โดยจะแบ่งออกเป็นสามส่วนสำคัญ ส่วนแรก คือ ระบบไฟฟ้ากำลังจะอธิบายในหัวข้อที่ 5.2.1 ส่วนที่สอง คือ วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานชนิดแหล่งจ่ายแรงดันจะอธิบายในหัวข้อที่ 5.2.2 ส่วนที่สาม คือ วงจรควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบจะอธิบายในหัวข้อที่ 5.2.3 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้



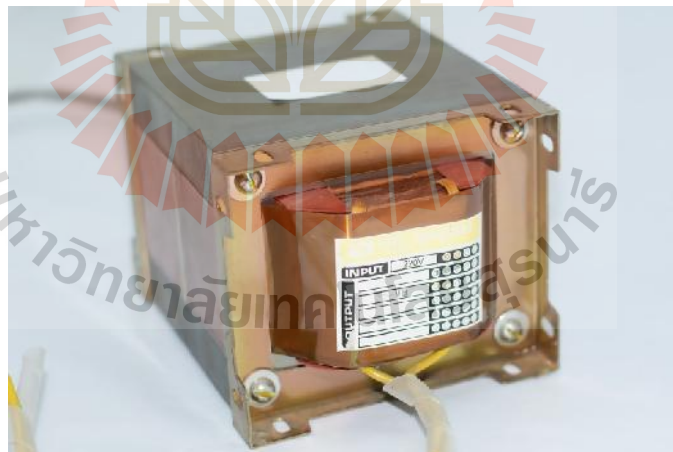
- (1) Single-phase variable voltage transformer (2) Single-phase transformer (3) Inductor L_s (4) Inductor L_i
 (5) Single-phase bridge rectifier (6) Inductor L_L (7) Resistor R_L (8) IGBTs (9) Capacitor C_{dc}
 (10) Resistor R_c (11) Inductor L_c (12) DC voltage sensor (13) Current sensor (14) OCC

รูปที่ 5.1 ระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่พิจารณา

5.2.1 ระบบไฟฟ้ากำลัง

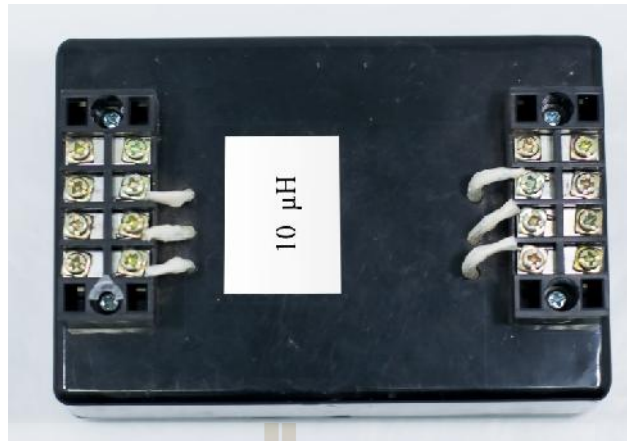
ระบบไฟฟ้กำลังที่พิจารณาสำหรับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสแสดงดังรูปที่ 5.1 ประกอบด้วย อุปกรณ์ที่ 1 หม้อแปลงไฟฟ้าหนึ่งเฟสแบบปรับค่าได้ (Single-phase variable voltage transformer) อุปกรณ์ที่ 2 หม้อแปลงไฟฟ้าหนึ่งเฟส (Single-phase transformer) อุปกรณ์ที่ 3 ตัวเหนี่ยวนำ L_s อุปกรณ์ที่ 4 ตัวเหนี่ยวนำ L_i อุปกรณ์ที่ 5 วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสแบบบริดจ์ (Single-phase bridge rectifier) อุปกรณ์ที่ 6 ตัวเหนี่ยวนำ L_L อุปกรณ์ที่ 7 ชุดโหลดหลอดไฟ (Resistor: R_L) อุปกรณ์ต่าง ๆ มีรายละเอียดดังนี้

อุปกรณ์ที่ 1 หม้อแปลงไฟฟ้าหนึ่งเฟสแบบปรับค่าได้ สำหรับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสใช้หม้อแปลงหนึ่งเฟส รุ่น TSB-10M ของบริษัทผู้ผลิต Slideup ซึ่งมีพิกัดแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต $220\text{ V}_{\text{rms}}$ และด้านเอาต์พุตสามารถปรับได้ในช่วง 0 ถึง $260\text{ V}_{\text{rms}}$ โดยหม้อแปลงดังกล่าวถูกใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟส สำหรับระบบที่พิจารณามีแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเท่ากับ $100\text{ V}_{\text{rms}}$ ความถี่เท่ากับ 50 Hz สำหรับรูปร่างหม้อแปลงดังกล่าวสามารถดูได้จากรูปที่ 5.2 ดังนี้



L_s

μH



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

L_s μH

L_l mH

L_l mH



L_L



L_L

R_L

Ω

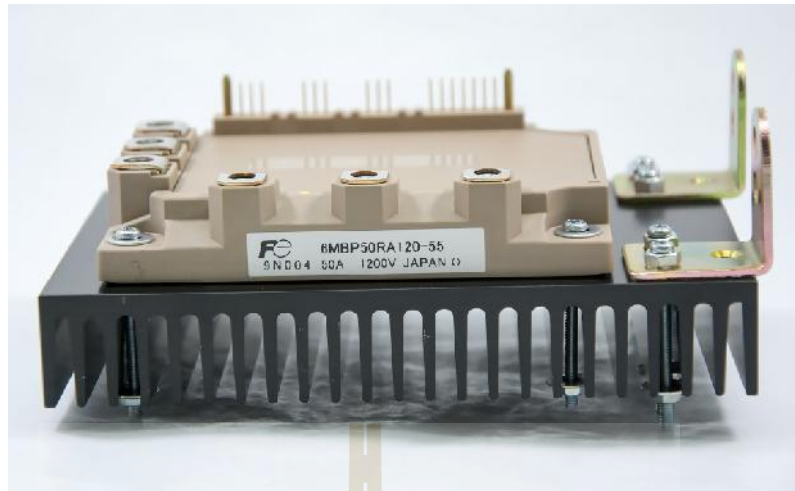
Ω

Ω



C_{dc}

L_c



μF

C_{dc}

μF



C_{dc}

μF

R_c

Ω

Ω



R_c

Ω

L_c

mH

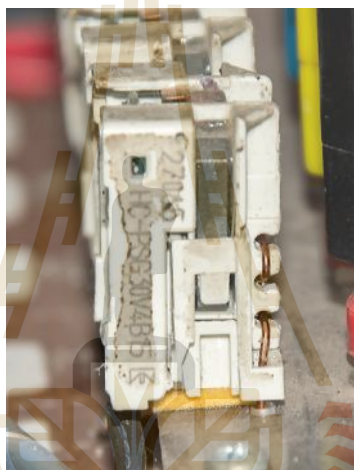


L_c

mH

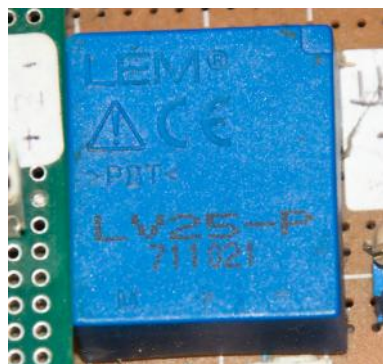
voltage sensor) อุปกรณ์ที่ 14 วงจรการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ (OCC) อุปกรณ์ต่างๆ อธิบายได้ดังนี้

อุปกรณ์ที่ 12 เซนเซอร์วัดกระแส ทำหน้าที่ตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย สำหรับใช้เป็นอินพุตให้กับวงจรควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ซึ่งค่า R_s คือ อัตราส่วนระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของเซนเซอร์วัดกระแส ในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสจะใช้เซนเซอร์ 1 ชุด เพื่อใช้ในการตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้า i_s โดยเซนเซอร์ที่ใช้คือ รุ่น HC-PSG30V4B15 ของบริษัทผู้ผลิต Koshin Electric Corporation ที่มีย่านการตรวจวัดกระแสไฟฟ้าในช่วง 0 ถึง 30 A_{rms} มีรูปร่างของอุปกรณ์ดังกล่าวดังรูปที่ 5.13



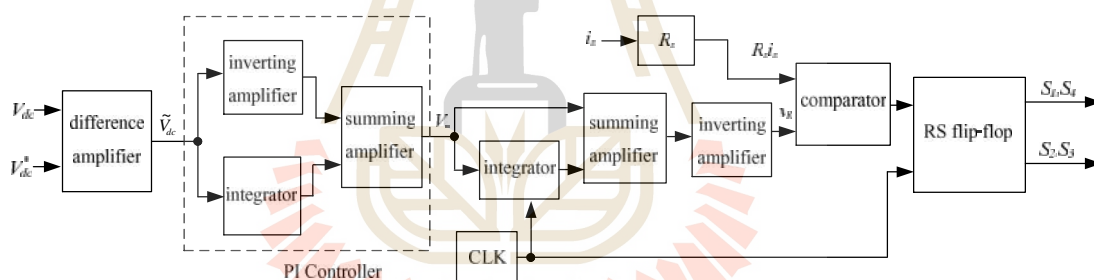
รูปที่ 5.13 เซนเซอร์วัดกระแส

อุปกรณ์ที่ 13 เซนเซอร์วัดแรงดันไฟฟ้าคิซี ทำหน้าที่ตรวจวัดแรงดันบัสไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (C_{dc}) เป็นอินพุตให้กับระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลัง แอ็กทีฟ โดยใช้เซนเซอร์รุ่น LV25-P ของบริษัทผู้ผลิต LEM ดังรูปที่ 5.14 โดยอุปกรณ์ดังกล่าวสามารถตรวจวัดแรงดันได้ในย่าน 0 ถึง 500 V



รูปที่ 5.14 เซนเซอร์วัดแรงดันไฟฟ้าคิซี

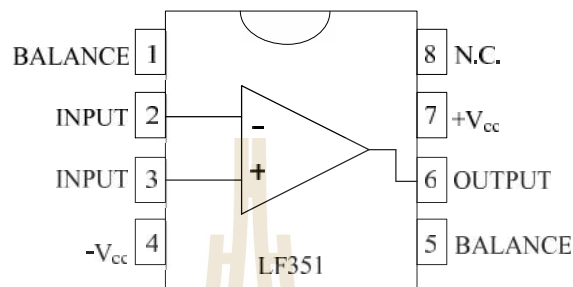
อุปกรณ์ที่ 14 วงจรการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส มีโครงสร้างการทำงานของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.15 ซึ่งประกอบด้วยวงจรต่าง ๆ ดังนี้



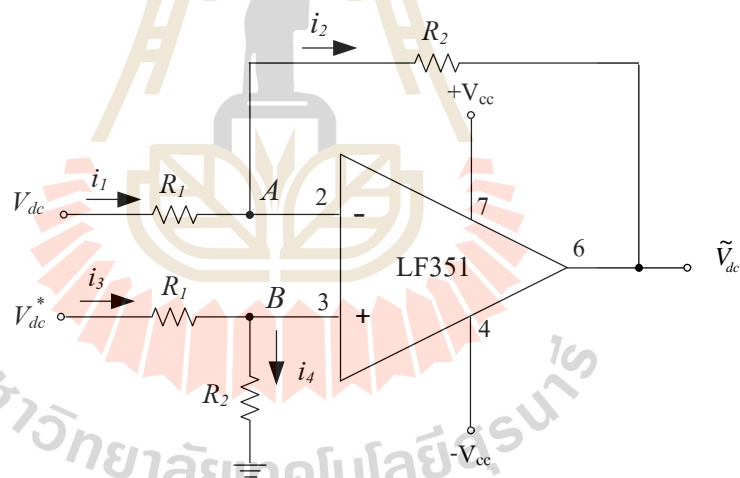
รูปที่ 5.15 โครงสร้างที่ใช้ในการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ สำหรับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

จากรูปที่ 5.15 โครงสร้างที่ใช้ในการควบคุมประกอบด้วยวงจรต่าง ๆ ดังนี้ วงจรที่ 1 วงจรขยายผลต่าง (difference amplifier) วงจรที่ 2 วงจรตัวควบคุมแบบพีไอ (Proportional-Integral Control: PI Control) วงจรที่ 3 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา (CLK) วงจรที่ 4 วงจรอินทิเกรต (integrator) วงจรที่ 5 วงจรรวมสัญญาณ (summing amplifier) วงจรที่ 6 วงจรขยายแบบกลับสัญญาณ (inverting amplifier) วงจรที่ 7 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (comparator) และวงจรที่ 8 วงจรอาร์เอสฟลิปฟล็อป (RS flip-flop) วงจรต่าง ๆ มีรายละเอียดดังนี้

วงจรที่ 1 วงจรขยายผลต่าง ทำหน้าที่บวกลบสัญญาณระหว่างแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) กับสัญญาณแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะใช้ไอซีเบอร์ LF351 ดังรูปที่ 5.16 เป็นอุปกรณ์ในการบวกลบสัญญาณ ซึ่งวงจรดังกล่าวสามารถทำการออกแบบโดยเริ่มจากกำหนดโนด A กับโนด B และทิศทางการไหลของกระแส i_1 i_2 i_3 และ i_4 แสดงได้ดังรูปที่ 5.17



รูปที่ 5.16 ไอซีเบอร์ LF351



รูปที่ 5.17 โครงสร้างวงจรขยายผลต่าง

จากรูปที่ 5.17 ใช้กฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Current Law, KCL) ที่โนด A จะได้ดังสมการที่ (5-1) แล้วใช้กฎของโอห์มได้ดังสมการที่ (5-2) จากนั้นจัดรูปสมการที่ (5-2) จะได้สมการที่ (5-3)

$$i_1 = i_2 \quad (5-1)$$

$$\frac{V_A - V_{dc}}{R_1} = \frac{\tilde{V}_{dc} - V_A}{R_2} \quad (5-2)$$

$$V_A = \frac{\frac{R_1}{R_2} \tilde{V}_{dc} + V_{dc}}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \quad (5-3)$$

ใช้กฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ที่โหนด B จะได้สมการที่ (5-4) แล้วใช้กฎของโอห์มได้สมการที่ (5-5) จากนั้นจัดรูปสมการที่ (5-5) จะได้สมการที่ (5-6)

$$i_3 = i_4 \quad (5-4)$$

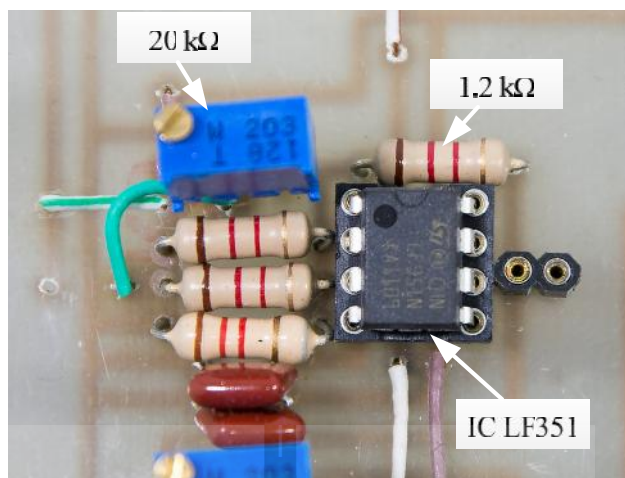
$$\frac{V_B - V_{dc}^*}{R_1} = \frac{0 - V_B}{R_2} \quad (5-5)$$

$$V_B = \frac{V_{dc}^*}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \quad (5-6)$$

จากคุณสมบัติของออปแอมป์แรงดันที่โหนด A (V_A) มีค่าเท่ากับแรงดันที่โหนด B (V_B) จึงสามารถนำ V_A ของสมการที่ (5-3) แทนใน V_B ของสมการที่ (5-6) จะได้สมการที่ (5-7)

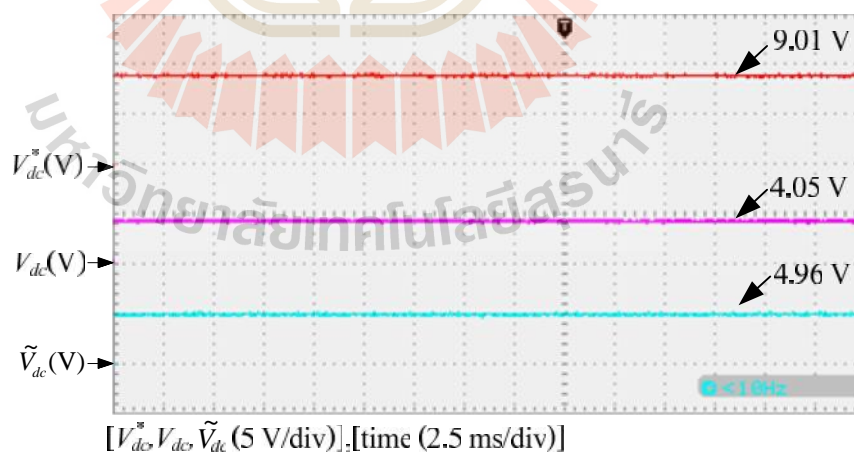
$$V_{dc}^* - V_{dc} = \frac{R_1}{R_2} \tilde{V}_{dc} \quad (5-7)$$

จากสมการที่ (5-7) คือ สมการที่ใช้ในการออกแบบวงจรขยายผลต่าง โดยกำหนดให้อัตราขยาย $\frac{R_1}{R_2}$ เท่ากับ 1 ดังนั้นค่าความต้านทาน R_1 จะเท่ากับค่าความต้านทาน R_2 ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ R_1 และ R_2 เท่ากับ 1.2 k วงจรขยายผลต่างที่ใช้งานจริงแสดงได้ดังรูปที่ 5.18

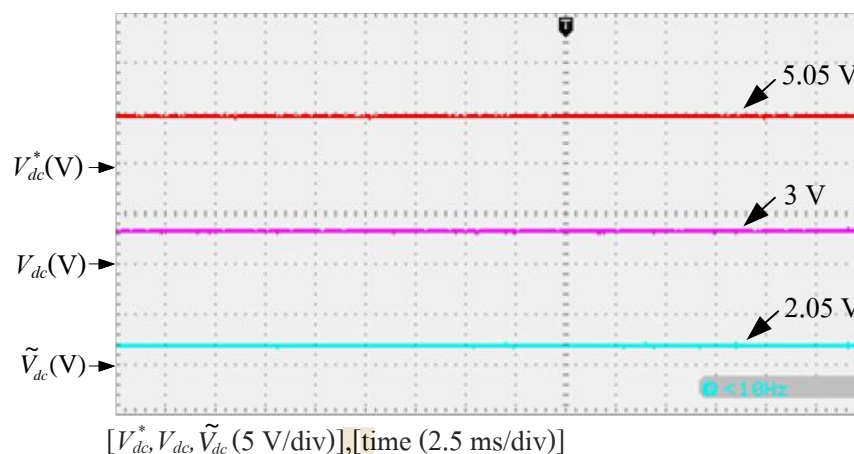


รูปที่ 5.18 วงจรขยายผลต่างที่ใช้งานจริง

การทดสอบวงจรขยายผลต่าง ทำการทดสอบโดยการจ่ายแรงดัน V_{dc}^* และแรงดัน V_{dc} ดำเนินการทดสอบโดยการปรับระดับแรงดัน 2 กรณี คือ กรณีที่ 1 จ่ายแรงดัน V_{dc}^* ขนาดเท่ากับ 9 V แรงดัน V_{dc} ขนาดเท่ากับ 4 V กรณีที่ 2 จ่ายแรงดัน V_{dc}^* ขนาดเท่ากับ 5 V แรงดัน V_{dc} ขนาดเท่ากับ 3 V และทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายผลต่าง (\tilde{V}_{dc}) ซึ่งสามารถแสดงผลการทดสอบทั้งสองกรณีได้ดังรูปที่ 5.19 และรูปที่ 5.20 ดังนี้



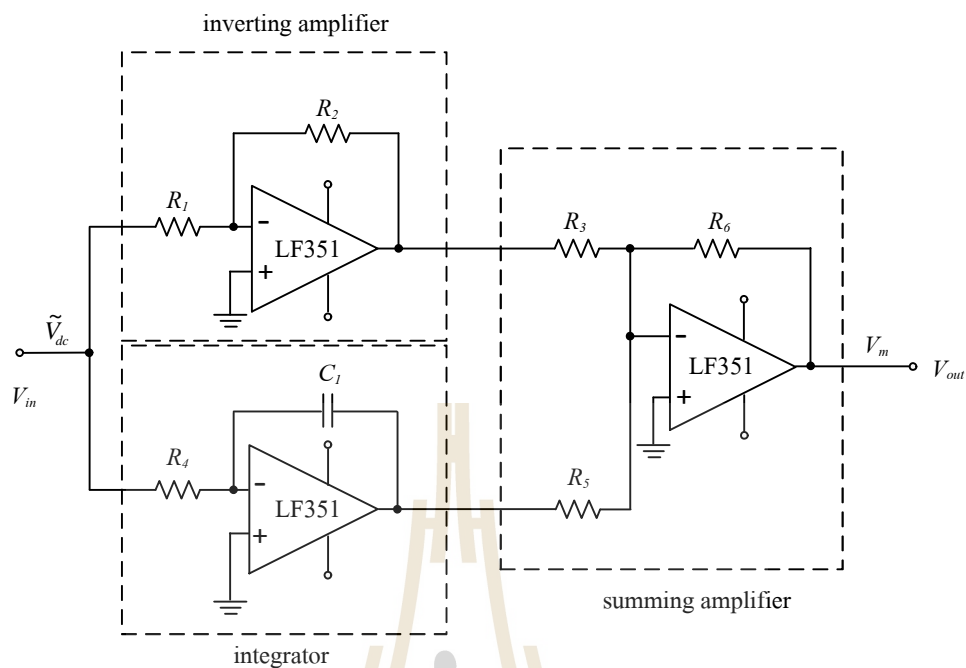
รูปที่ 5.19 ผลการทดสอบวงจรขยายผลต่างกรณีที่ 1



รูปที่ 5.20 ผลการทดสอบวงจรขยายผลต่างกรณีที่ 2

จากผลการทดสอบการทำงานวงจรขยายผลต่างในรูปที่ 5.19 และรูปที่ 5.20 เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าแรงดัน V_{dc}^* และแรงดัน V_{dc} พบว่าแรงดัน \tilde{V}_{dc} ที่ได้มีขนาดเป็นไปตามที่ได้อธิบายไว้เบื้องต้น ซึ่งแรงดัน \tilde{V}_{dc} ของวงจรขยายผลต่างจะเป็นอินพุตให้กับวงจรตัวควบคุมแบบพีไอต่อไป

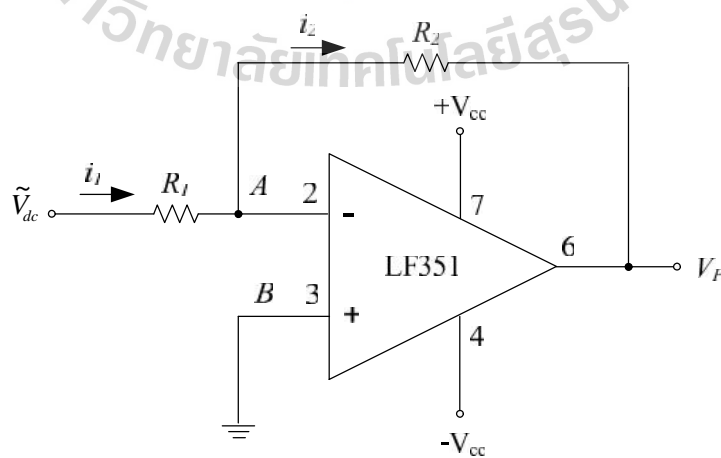
วงจรที่ 2 วงจรตัวควบคุมแบบพีไอ มีหน้าที่ควบคุมให้แรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) มีค่าคงที่ ณ จุดการทำงาน ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะเลือกใช้ไอซีเบอร์ LF351 ดังรูปที่ 5.16 เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งวงจรดังกล่าวประกอบด้วย 3 วงจร คือ วงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ วงจรอินทิเกรต และวงจรรวมสัญญาณ แสดงดังรูปที่ 5.21 ซึ่งวงจรต่างๆ มีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 5.21 โครงสร้างวงจรตัวควบคุมแบบพีไอ

วงจรรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ

มีหน้าที่เป็นตัวควบคุมแบบพี ซึ่งวงจรดังกล่าวออกแบบมาจากค่า K_p ซึ่งได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 การออกแบบเริ่มจากกำหนด โหนด A กับ โหนด B และทิศทางกระแส i_1 และ i_2 แสดงวงจรได้ดังรูปที่ 5.22



รูปที่ 5.22 โครงสร้างวงจรรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ

จากรูปที่ 5.22 ใช้กฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ที่โนด A จะได้สมการที่ (5-8) แล้วใช้กฎของโอห์มจะได้สมการที่ (5-9)

$$i_1 = i_2 \quad (5-8)$$

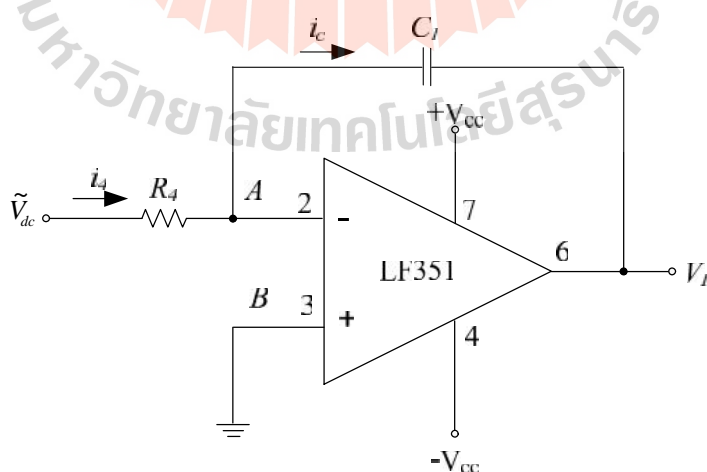
$$\frac{V_A - \tilde{V}_{dc}}{R_1} = \frac{V_P - V_A}{R_2} \quad (5-9)$$

จากคุณสมบัติของออปแอมป์แรงดัน V_A มีค่าเท่ากับแรงดัน V_B ซึ่งจากรูปที่ 5.22 แรงดัน V_B มีค่าเท่ากับ 0 V ดังนั้น แทน V_A เท่ากับ 0 V ในสมการที่ (5-9) จะได้สมการเอาต์พุตของ วงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณดังสมการที่ (5-10)

$$V_P = -\frac{R_2}{R_1} \tilde{V}_{dc} \quad (5-10)$$

วงจรอินทิเกรต

มีหน้าที่เป็นตัวควบคุมแบบไอ ซึ่งวงจรดังกล่าวออกแบบมาจากค่า K_I ซึ่งได้อธิบาย ไว้ในบทที่ 4 การออกแบบเริ่มจากกำหนด โหนด A กับ โหนด B และทิศทางการไหลของกระแส i_4 และ i_c แสดงวงจรได้ดังรูปที่ 5.23



รูปที่ 5.23 โครงสร้างวงจรอินทิเกรต

จากรูปที่ 5.23 ใช้กฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ที่โนด A จะได้สมการที่ (5-11) แล้วใช้กฎของโอห์มจะได้สมการที่ (5-12) โดยที่อิมพีแดนซ์ ของตัวเก็บประจุแสดงดังสมการที่ (5-13)

$$i_4 = i_c \quad (5-11)$$

$$\frac{V_A - \tilde{V}_{dc}}{R_4} = \frac{V_I - V_A}{Z_c(s)} \quad (5-12)$$

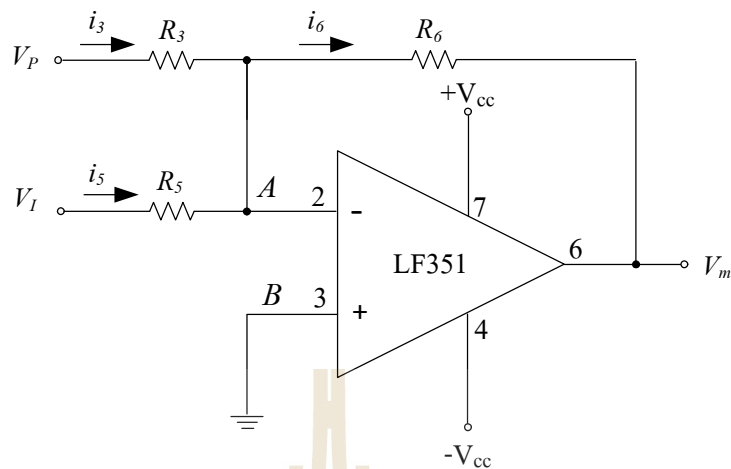
$$Z_c(s) = \frac{1}{sC_1} \quad (5-13)$$

จากคุณสมบัติของออปแอมป์แรงดัน V_A เท่ากับแรงดัน V_B ซึ่งจากรูปที่ 5.23 แรงดัน V_B มีค่าเท่ากับ 0 V ดังนั้นแทน V_A เท่ากับ 0 V และแทน $Z_c(s)$ ของสมการที่ (5-13) ลงในสมการที่ (5-12) จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรตดังสมการที่ (5-14)

$$V_I = -\frac{\tilde{V}_{dc}}{sC_1R_4} \quad (5-14)$$

วงจรรวมสัญญาณ

ทำหน้าที่รวมสัญญาณ V_p กับสัญญาณ V_I ที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ และวงจรอินทิเกรต วงจรรวมสัญญาณสามารถออกแบบ โดยเริ่มจากการกำหนดโนด A กับโนด B และทิศทางกระแสไหลของกระแส i_3 i_5 และ i_6 แสดงวงจรได้ดังรูปที่ 5.24



รูปที่ 5.24 โครงสร้างวงจรรวมสัญญาณ

จากรูปที่ 5.24 ใช้กฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ที่โนด A จะได้สมการที่ (5-15) แล้วใช้กฎของโอห์มจะได้แสดงสมการที่ (5-16)

$$i_3 + i_5 = i_6 \quad (5-15)$$

$$\left(\frac{V_A - V_P}{R_3} \right) + \left(\frac{V_A - V_I}{R_5} \right) = \frac{V_m - V_A}{R_6} \quad (5-16)$$

จากคุณสมบัติของออปแอมป์ค่าแรงดัน V_A เท่ากับแรงดัน V_B ซึ่งจากรูปที่ 5.24 แรงดัน V_B มีค่าเท่ากับ 0 V ดังนั้น แทน V_A เท่ากับ 0 V ลงในสมการที่ (5-16) จะได้สมการที่ (5-17) สมการดังกล่าว คือ สมการที่ใช้ในการออกแบบวงจรรวมสัญญาณ โดยกำหนดให้อัตราขยายของวงจรเท่ากับ 1 ดังนั้นค่าความต้านทาน R_3 มีค่าเท่ากับ R_5 และมีค่าเท่ากับ R_6 ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ R_3 R_5 และ R_6 เท่ากับ 5 k ทำให้ได้สมการรวมสัญญาณดังสมการที่ (5-18)

$$V_m = -R_6 \left(\frac{V_P}{R_3} + \frac{V_I}{R_5} \right) \quad (5-17)$$

$$V_m = -(V_P + V_I) \quad (5-18)$$

แทน V_p ของสมการที่ (5-10) และ V_i ของสมการที่ (5-14) ในสมการที่ (5-18) จะได้สมการที่ (5-19)

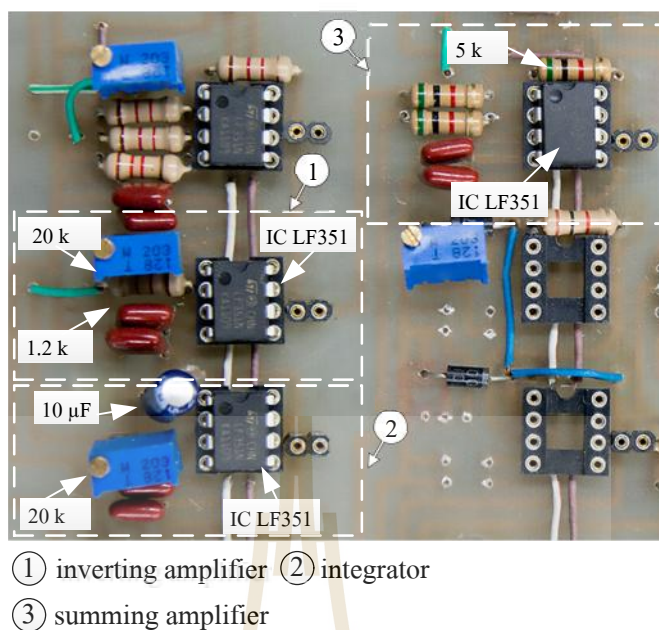
$$V_m = \left(\frac{R_2}{R_1} \tilde{V}_{dc} + \frac{\tilde{V}_{dc}}{sC_1R_1} \right) \quad (5-19)$$

ทำการหาสมการ K_p และสมการ K_i จากสมการที่ (5-19) ด้วยวิธีเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการที่ (4-19) ซึ่งได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 กับสมการที่ (5-19) จะได้สมการ K_p ดังสมการที่ (5-20) และสมการ K_i ดังสมการที่ (5-21)

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (5-20)$$

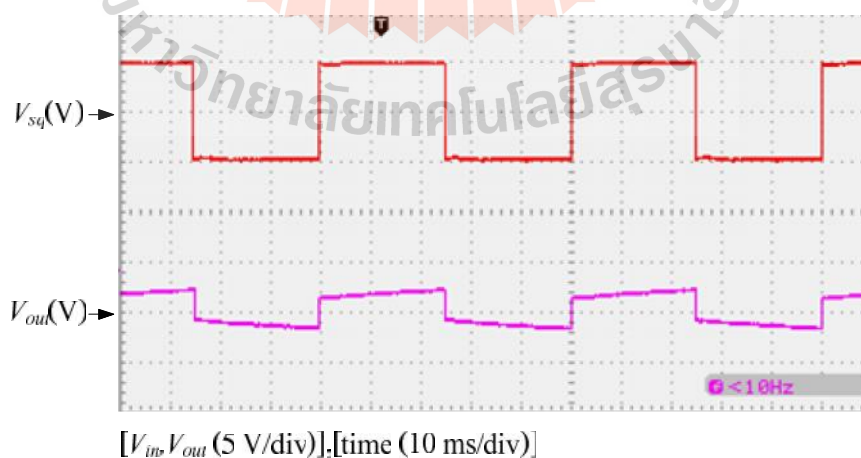
$$K_i = \frac{1}{C_1R_1} \quad (5-21)$$

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณออกแบบจากสมการที่ (5-20) ซึ่งค่า K_p มีค่าเท่ากับ 0.32 ได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 กำหนดให้เลือกใช้ R_1 เท่ากับ 1.2 k ดังนั้น R_2 เท่ากับ 384 โดย R_2 เลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาดเท่ากับ 0-20 k และการออกแบบวงจรอินทิเกรตออกแบบจากสมการที่ (5-21) ซึ่งค่า K_i มีค่าเท่ากับ 7.07 ได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 กำหนดให้เลือกใช้ C_1 เท่ากับ 10 μ F ดังนั้น R_1 เท่ากับ 14.14 k โดยที่ R_1 เลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาดเท่ากับ 0-20 k ดังนั้นจะได้วงจรตัวควบคุมแบบฟีดแบ็กที่ใช้งานจริงแสดงดังรูปที่ 5.25

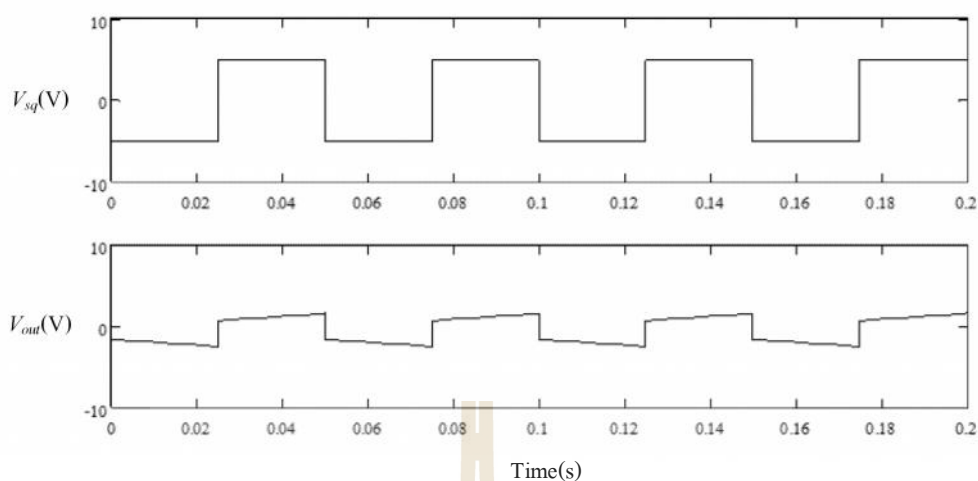


รูปที่ 5.25 วงจรตัวควบคุมแบบพีไอที่ใช้งานจริง

การทดสอบวงจรตัวควบคุมแบบพีไอ ทำการทดสอบโดยการจ่ายสัญญาณสี่เหลี่ยม (V_{sq}) ขนาดเท่ากับ 5 V ความถี่ 20 Hz ดำเนินการทดสอบโดยทำการวัดสัญญาณเอาต์พุต (V_{out}) ของวงจรตัวควบคุมแบบพีไอ และทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากโปรแกรม SIMULINK ของ MATLAB ซึ่งสามารถแสดงผลการทดสอบ ได้ดังรูปที่ 5.26



(ก) ผลการทดสอบของวงจรตัวควบคุมแบบพีไอที่ใช้งานจริง

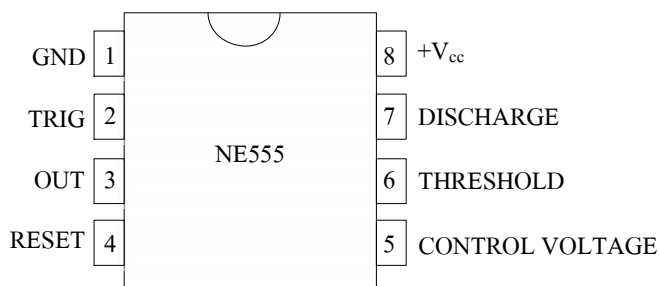


(ข) ผลการทดสอบของวงจรตัวควบคุมแบบพีไอในโปรแกรม SIMULINK ของ MATLAB

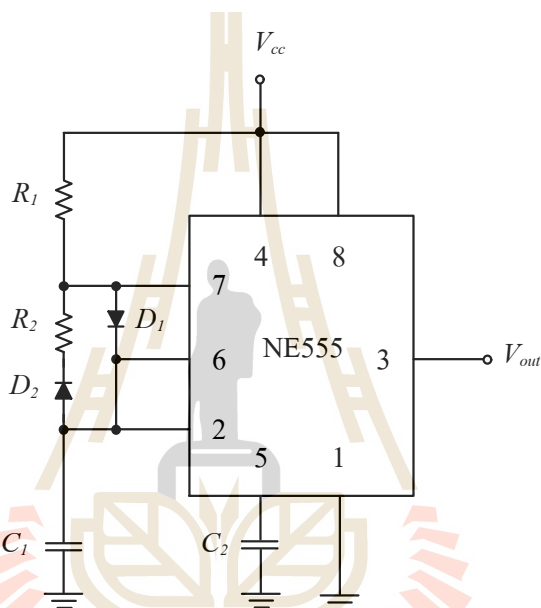
รูปที่ 5.26 ผลการทดสอบของวงจรตัวควบคุมแบบพีไอ

จากผลการทดสอบการทำงานของวงจรตัวควบคุมแบบพีไอในรูปที่ 5.26 พบว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากวงจรที่ใช้งานจริง และผลการทดสอบที่ได้จากโปรแกรม SIMULINK ของ MATLAB เป็นรูปสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความชัน เนื่องจากสัญญาณดังกล่าวเป็นผลรวมระหว่างสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตัวควบคุมแบบพีไอที่มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตัวควบคุมแบบไอที่มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบที่ได้จากวงจรที่ใช้งานจริงกับผลการทดสอบที่ได้จาก โปรแกรม SIMULINK ของ MATLAB จะเห็นว่าผลการทดสอบมีความสอดคล้องกัน จึงสามารถนำวงจรดังกล่าวไปใช้งานจริงเพื่อควบคุมค่าแรงดันไฟฟ้าได้

วงจรที่ 3 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา ทำหน้าที่ควบคุมสวิทช์แอนะล็อกในการรีเซตวงจรอินทิเกรต และเป็นสัญญาณสถานะเซต (S) ให้กับอินพุตของวงจรฟลิปฟล็อป โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ไอซีเบอร์ 555 ดังรูปที่ 5.27 โดยมีโครงสร้างวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาดังรูปที่ 5.28



รูปที่ 5.27 ไอซีเบอร์ 555



รูปที่ 5.28 โครงสร้างวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา

การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาที่มีช่วงใช้งาน (Duty cycle) น้อยกว่า 50% สามารถทำการออกแบบได้ตามสมการที่ (5-19) และสมการที่ (5-20)

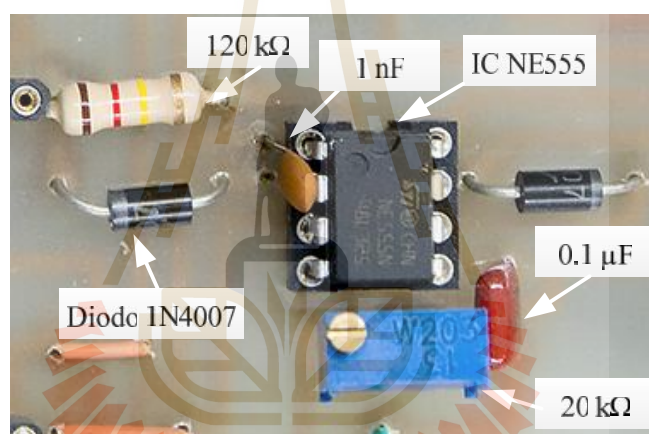
$$T_{on} = 0.693 R_1 C_1 \quad (5-19)$$

$$T_{off} = 0.693 R_2 C_1 \quad (5-20)$$

โดยที่ T_{on} คือ ระยะเวลาทำงาน (S)

T_{off} คือ ระยะเวลาไม่ทำงาน (S)

การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เริ่มต้นพิจารณาจากอัตราส่วนช่วงใช้งาน (d) เท่ากับ 0.1 ค่าดังกล่าวได้อธิบายไว้ในบทที่ 3 และความถี่ของการสวิตช์ (f_s) เท่ากับ 10 kHz ค่าดังกล่าวได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 จึงกำหนดได้ว่า T_{on} มีค่าเท่ากับ $10\mu s$ และ T_{off} มีค่าเท่ากับ $90\mu s$ ดังนั้นการคำนวณหาความต้านทานจะพิจารณาจากสมการที่ (5-19) และสมการที่ (5-20) โดยการออกแบบจะกำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุ (C_1) ในวงจรมีค่าเท่ากับ $1nF$ ดังนั้นเมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ของวงจรตามที่กำหนดไว้ในเบื้องต้นในสมการดังกล่าว จะได้ค่าตัวต้านทาน R_2 เท่ากับ $130k\Omega$ R_1 เท่ากับ $14.4k\Omega$ โดย R_2 จะใช้ตัวต้านทานเท่ากับ $120k\Omega$ และ R_1 จะใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้เท่ากับ $0-20k\Omega$ ซึ่งสามารถแสดงวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาที่นำมาใช้จริงได้ดังรูปที่ 5.29 โดยลักษณะสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาได้จากรูปที่ 5.30



รูปที่ 5.29 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาที่นำมาใช้จริง

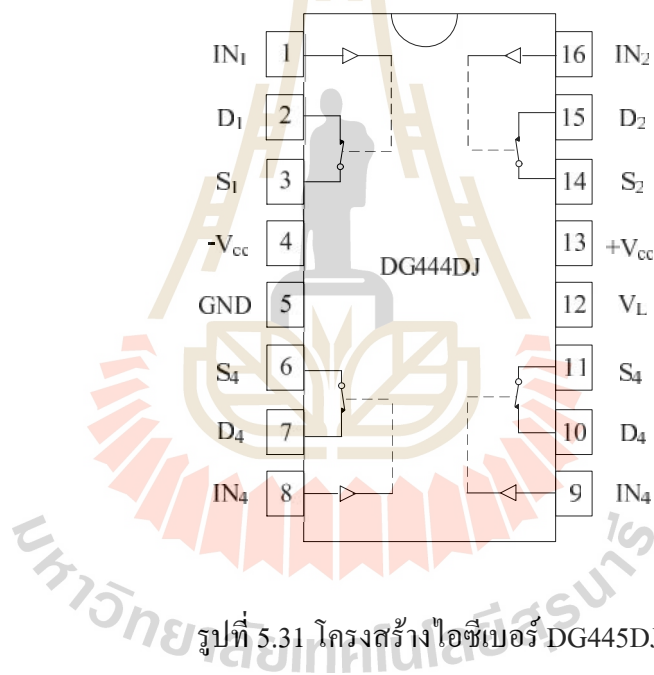


[CLK (5 V/div)].[time (25~s/div)]

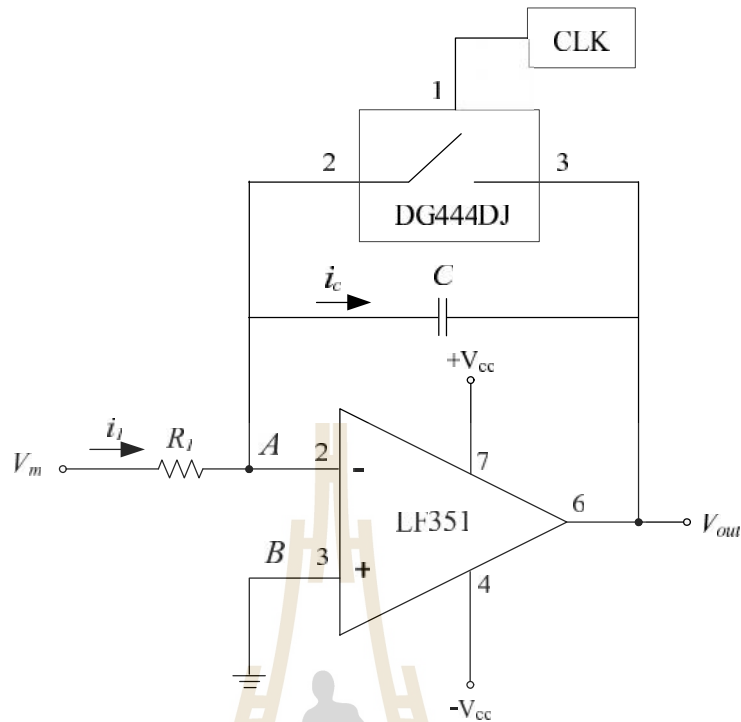
รูปที่ 5.30 ผลการทดสอบวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา

ผลการทดสอบวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาในรูปที่ 5.30 พบว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีขนาด T_{on} มีค่าเท่ากับ $10\mu s$ และ T_{off} มีค่าเท่ากับ $90\mu s$ ซึ่งเป็นไปตามที่ได้อธิบายไว้ในเบื้องต้น

วงจรที่ 4 วงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้ ทำหน้าที่อินทิเกรตสัญญาณ V_m และใช้สวิตช์แอนะล็อกในการรีเซตค่า ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะใช้ไอซีเบอร์ LF351 ดังรูปที่ 5.16 เป็นอุปกรณ์ในการอินทิเกรต และใช้ไอซีเบอร์ DG444DJ ดังรูปที่ 5.31 เป็นอุปกรณ์สวิตช์แอนะล็อกซึ่งมีรูปแบบการทำงาน คือ ถ้าสวิตช์ทำงานลอจิกจะเป็น 1 แต่ถ้าไม่ทำงานลอจิกจะเป็น 0 การทำงานของสวิตช์จะถูกควบคุมด้วยวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา โครงสร้างของวงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้แสดงได้ดังรูปที่ 5.32



รูปที่ 5.31 โครงสร้างไอซีเบอร์ DG445DJ



รูปที่ 5.32 โครงสร้างวงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้

การออกแบบเริ่มจากกำหนดโนด A กับโนด B และทิศทางการไหลของกระแส i_1 และ i_c ดังรูปที่ 5.32 จากนั้นใช้กฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ที่โนด A จะได้สมการที่ (5-21) แล้วใช้กฎของโอห์มจะได้แสดงดังสมการที่ (5-22)

$$i_1 = i_c \quad (5-21)$$

$$\frac{V_A - V_m}{R_1} = C \frac{d(V_{out} - V_A)}{dt} \quad (5-22)$$

จากคุณสมบัติของออปแอมป์แรงดัน V_A เท่ากับแรงดัน V_B ซึ่งจากรูปที่ 5.32 แรงดัน V_B มีค่าเท่ากับ 0 V ดังนั้นแทนแรงดัน V_A เท่ากับ 0 V ลงในสมการที่ (5-22) และทำการจัดรูปจะได้สมการ V_{out} ดังสมการที่ (5-23) การหาสมการออกแบบวงจรจะใช้วิธีการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการที่ (5-23) กับเทอมอินทิเกรตของสมการที่ (3-21) ในบทที่ 3 แสดงเทอมอินทิเกรตได้ดังสมการที่ (5-24) การเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ทำให้ได้สมการออกแบบดังสมการที่ (5-25) โดยที่ T_i สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5-26) ซึ่งได้ทำการอธิบายไว้ในบทที่ 3

$$V_{out} = \frac{1}{R_1 C} \int_0^t V_m dt \quad (5-23)$$

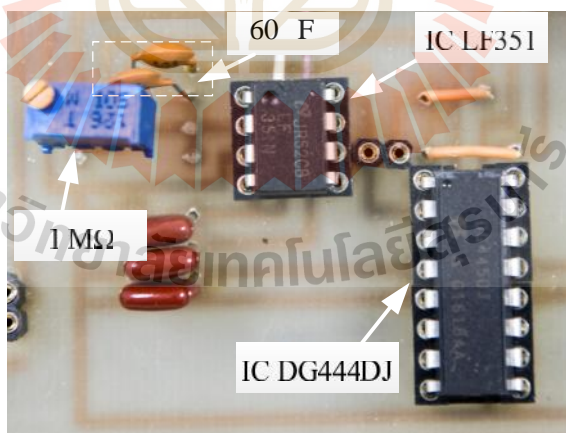
$$V_{out} = \frac{1}{T_i} \int_0^t V_m dt \quad (5-24)$$

$$T_i = R_1 C \quad (5-25)$$

$$T_i = \frac{T_s}{2} = \frac{1}{2f_s} \quad (5-26)$$

แทนค่า f_s เท่ากับ 10 kHz ในสมการที่ (5-26) ทำให้ได้ค่า T_i ดังสมการที่ (5-27) การออกแบบกำหนดให้เลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ (C) เท่ากับ 60 F (120 F สองตัวอนุกรมกัน) ดังนั้น ค่า R_1 เท่ากับ 833 k โดยจะใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ เท่ากับ 0–1MΩ วงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้ที่ใช้งานจริงแสดงได้ดังรูปที่ 5.33

$$T_i = \frac{T_s}{2} = \frac{1}{2(10000)} = 5 \times 10^{-5} \quad (5-27)$$

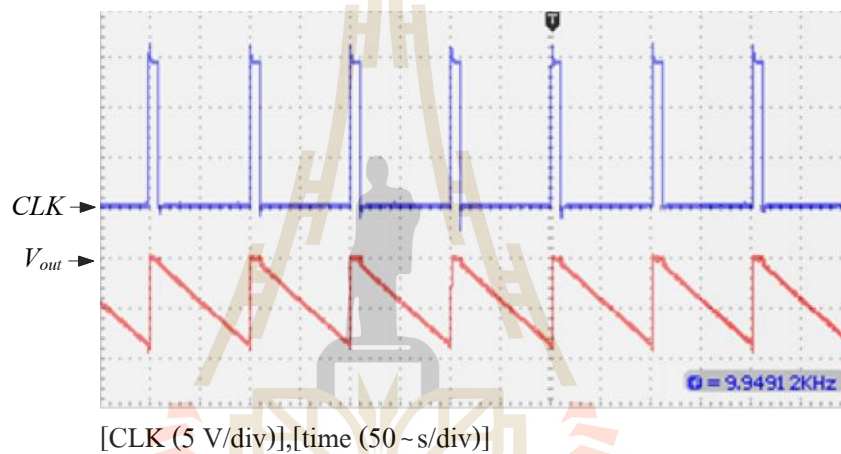


รูปที่ 5.33 วงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้ที่ใช้งานจริง

การทดสอบวงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้ จะพิจารณาที่ขนาดของสัญญาณ V_{out} ซึ่งเมื่อแทน $\frac{T_2}{2}$ ของสมการที่ (5-27) ใน T_i ของสมการที่ (5-24) และทำการจัดรูปจะได้ดังสมการที่ (5-28)

$$V_{out} = -2V_m \quad (5-28)$$

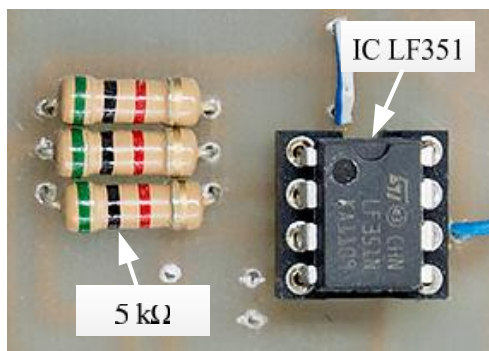
การตรวจสอบวงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้ ทดสอบโดยการจ่ายแรงดัน V_m เท่ากับ 5 V จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจร ตรวจสอบโดยดูขนาดของสัญญาณ V_{out} ซึ่งสามารถแสดงผลทดสอบของวงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้ดังรูปที่ 5.34



รูปที่ 5.34 ผลการทดสอบวงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้

จากผลการทดสอบวงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้ในรูปที่ 5.34 พบว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับ 10 kHz และมีขนาดเท่ากับ -10 V ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (5-20) ที่ได้อธิบายไว้ในเบื้องต้น

วงจรที่ 5 วงจรรวมสัญญาณ ทำหน้าที่รวมสัญญาณระหว่างสัญญาณ V_m กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรตแบบรีเซตค่าได้ การออกแบบวงจรเหมือนกับวงจรรวมสัญญาณที่ได้กล่าวในวงจรตัวควบคุมแบบพีโอ เอาต์พุตที่ได้จะเป็นแบบกลับสัญญาณ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรขยายแบบกลับสัญญาณอีกหนึ่งวงจร ซึ่งวงรดังกล่าวจะอธิบายในวงจรถัดไป สำหรับรูปร่างวงจรรวมสัญญาณที่ใช้งานจริงแสดงได้ดังรูปที่ 5.35



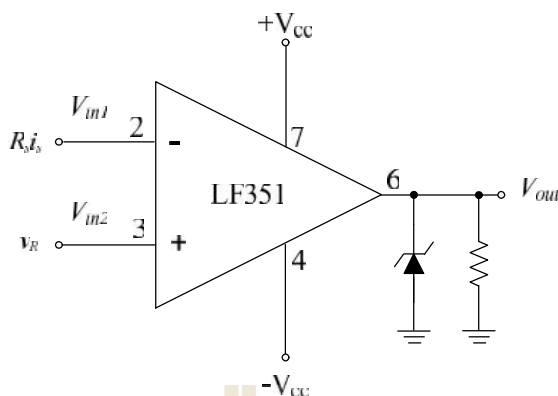
รูปที่ 5.35 วงจรรวมสัญญาณที่ใช้งานจริง

วงจรที่ 6 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ ทำหน้าที่กลับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณ สมการที่ใช้ในการออกแบบวงจรดังกล่าวแสดงดังสมการที่ (5-10) ได้อธิบายไว้ในวงจรตัวควบคุมแบบพีไอ โดยกำหนดให้อัตราขยายเท่ากับ -1 และตัวต้านทาน R_1 มีขนาดเท่ากับ 5 k ดังนั้น ตัวต้านทาน R_2 จะมีขนาดเท่ากับ 5 k วงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณที่ใช้งานจริงแสดงได้ดังรูปที่ 5.36



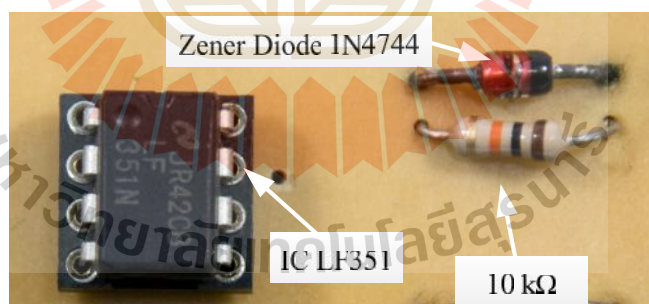
รูปที่ 5.36 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณที่ใช้งานจริง

วงจรที่ 7 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง $R_s i_s$ กับสัญญาณ v_R จากรูปที่ 5.15 จะเห็นได้ว่าในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสจะใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ 1 ชุด มีโครงสร้างของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.37



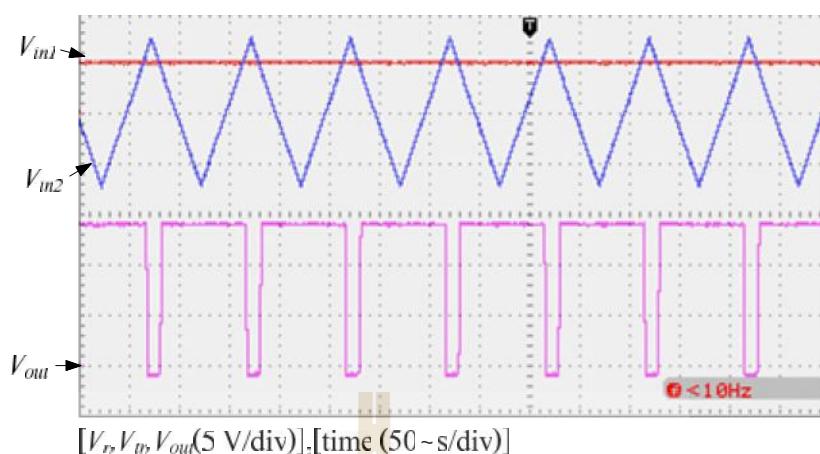
รูปที่ 5.37 โครงสร้างของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

จากรูปที่ 5.37 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณมีเงื่อนไขการทำงานดังนี้ ถ้า V_{in1} มีค่ามากกว่า V_{in2} ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเป็นบวก และถ้า V_{in1} มีค่าน้อยกว่า V_{in2} ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเป็นศูนย์ โดยทางปฏิบัติแล้วค่าแรงดันเอาต์พุตจะถูกจำกัดด้วยแรงดันซีเนอร์เบรคดาวน์ (zener breakdown voltage) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 15 V วงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ใช้งานจริงแสดงได้ดังรูปที่ 5.38

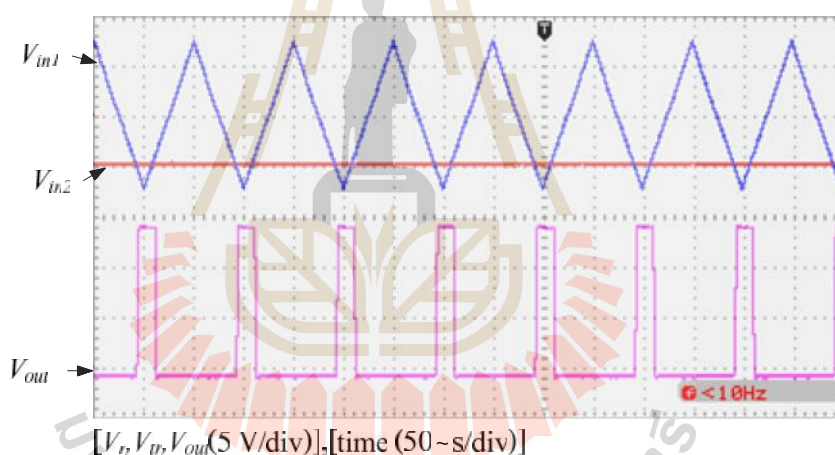


รูปที่ 5.38 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ใช้งานจริง

การทดสอบวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ทำการทดสอบโดยการจ่ายแรงดันอ้างอิงให้กับ V_{in1} และสัญญาณสามเหลี่ยมให้กับ V_{in2} ดำเนินการทดสอบโดยการปรับระดับของแรงดัน V_{in1} ให้มีขนาด 5 V และ -5 V แล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุต (V_{out}) ของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ซึ่งสามารถแสดงผลการทดสอบวงจรเปรียบเทียบสัญญาณเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอ้างอิงได้ดังรูปที่ 5.39 และรูปที่ 5.40 ดังนี้



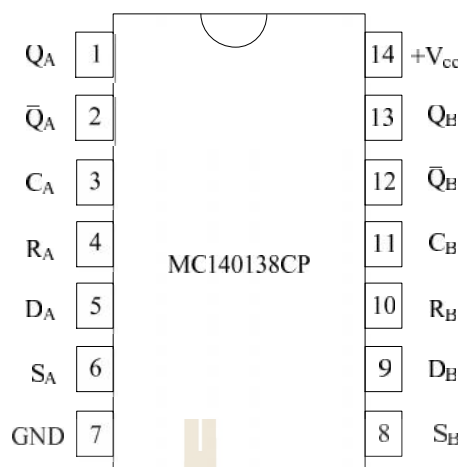
รูปที่ 5.39 แสดงผลการทดสอบวงจรเปรียบเทียบสัญญาณกรณีแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 5 V



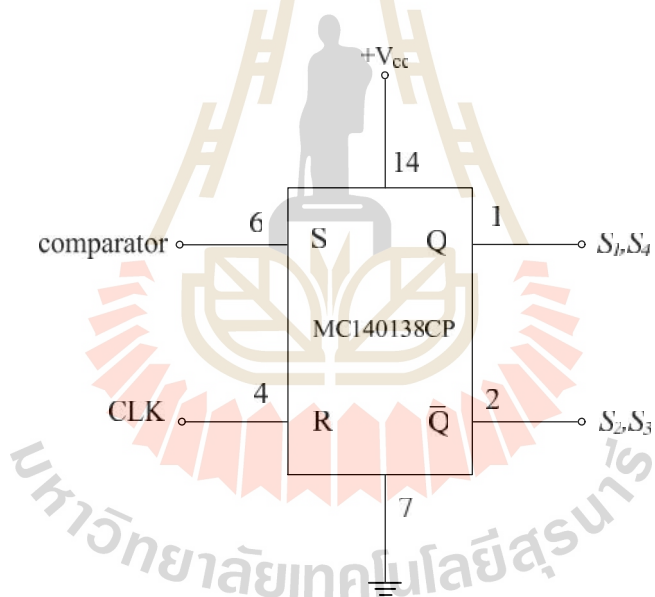
รูปที่ 5.40 แสดงผลการทดสอบวงจรเปรียบเทียบสัญญาณกรณีแรงดันอ้างอิงเท่ากับ -5 V

จากผลการทดสอบการทำงานของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณในรูปที่ 5.39 และรูปที่ 5.40 เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอ้างอิง พบว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้เป็นไปตามที่ได้มีการอธิบายการทำงานไว้ในเบื้องต้น

วงจรที่ 8 วงจรอาร์เอสฟลิปฟล็อป ทำหน้าที่ช่วยไม่ให้เกิดการลัดวงจรในวงจรไอจีบีทีอินเวอร์เตอร์ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ไอซีเบอร์ MC140138CP ดังรูปที่ 5.41 โดยมีโครงสร้างของวงจรอาร์เอสฟลิปฟล็อปดังรูปที่ 5.42

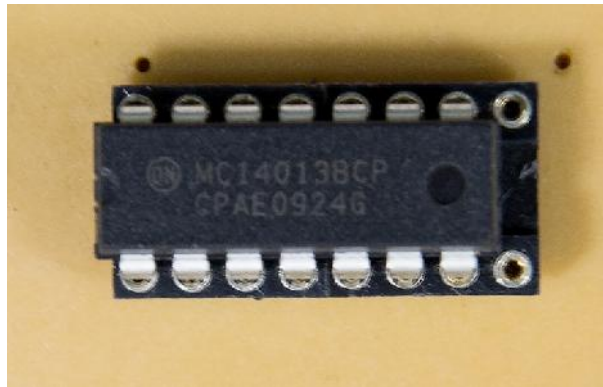


รูปที่ 5.41 ไอซีเบอร์ MC140138CP

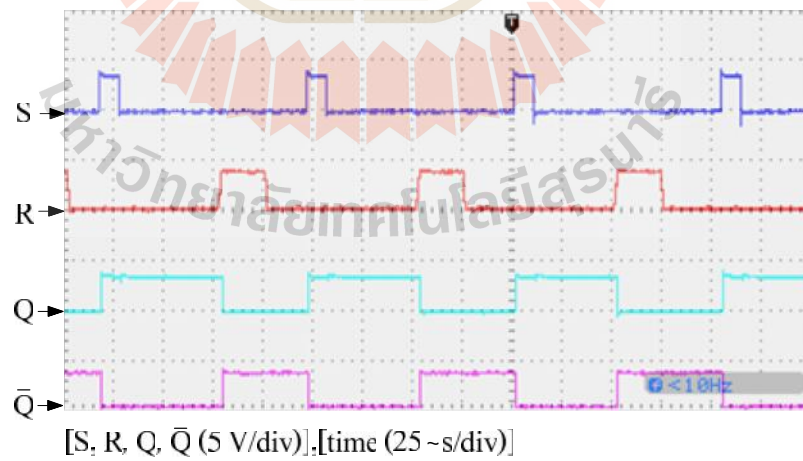


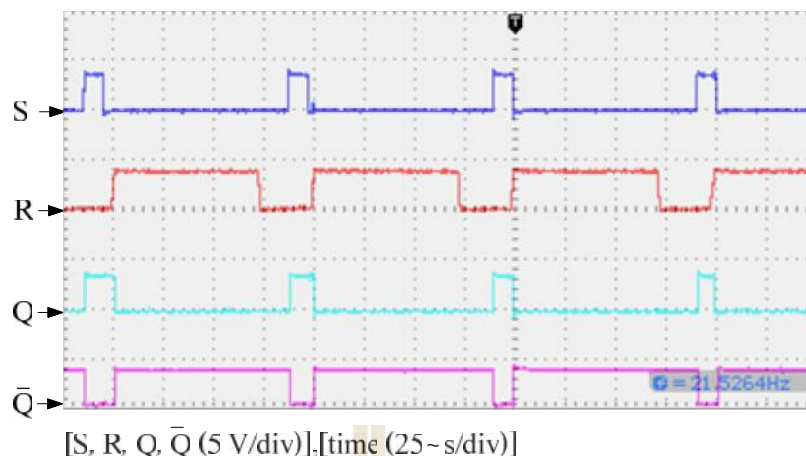
รูปที่ 5.42 โครงสร้างของวงจรอาร์เอสฟลิปฟล็อป

วงจรอาร์เอสฟลิปฟล็อปมีรูปแบบการทำงานตามตารางที่ 3.1 ในบทที่ 3 ซึ่งวงจรอาร์เอสฟลิปฟล็อปมีรูปร่างที่ใช้งานจริงแสดงดังรูปที่ 5.43



Q \bar{Q}





รูปที่ 5.45 ผลการทดสอบวงจรอาร์เอสฟลิปฟล็อปกรณีที่ 2

จากผลการทดสอบวงจรอาร์เอสฟลิปฟล็อปในรูปที่ 5.44 และรูปที่ 5.45 จะเห็นว่าเอาต์พุตของวงจรเป็นไปตามตารางที่ 3.1

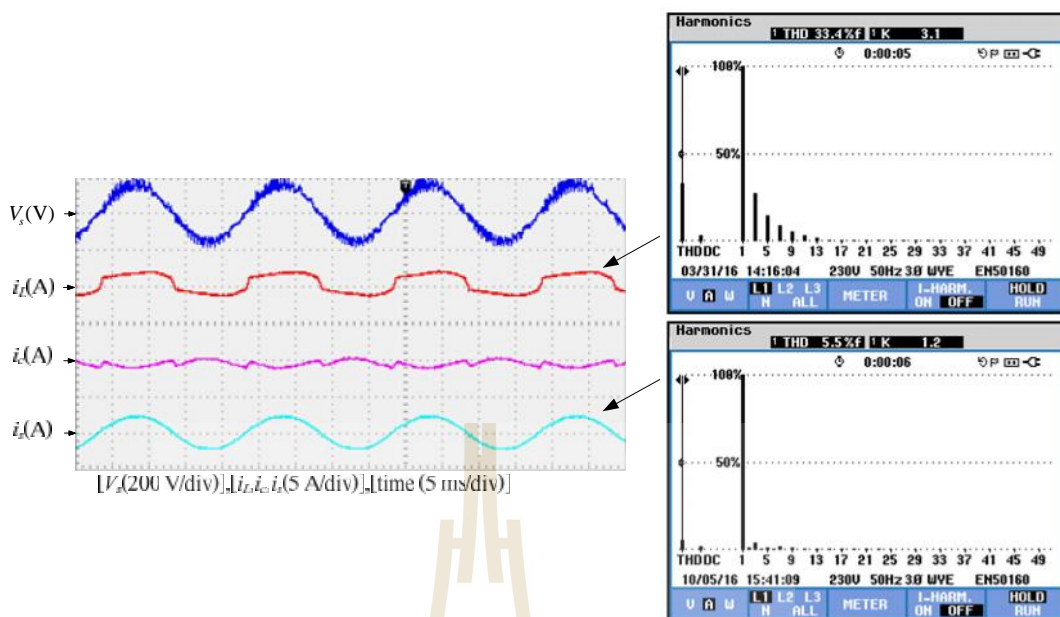
5.3 การทดสอบระบบฮาร์ดแวร์การกำจัดการรบกวนด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การทดสอบระบบฮาร์ดแวร์การกำจัดการรบกวนแสดงดังรูปที่ 5.1 การทดสอบจะแบ่งออกเป็น 2 กรณี กรณีที่ 1 กรณีโหลดที่มีขนาดต่างกัน กรณีที่ 2 กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด โดยค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดจะใช้เหมือนกับการจำลองสถานการณ์ตามตารางที่ 4.2 ที่ได้อธิบายในบทที่ 4 การทดสอบการกำจัดการรบกวนก็มีรายละเอียดดังนี้

ผลการทดสอบกรณีโหลดที่มีขนาดต่างกัน

การทดสอบระบบฮาร์ดแวร์ในการกำจัดการรบกวนกรณีโหลดมีขนาดต่างกัน การทดสอบจะใช้โหลดวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์มีตัวต้านทาน R_L ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L การทดสอบโหลดที่มีขนาดต่างกันมี 3 กรณีดังนี้ กรณีที่ 1 กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω กรณีที่ 2 กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 45 Ω และกรณีที่ 3 กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 35 Ω ทั้งสามกรณีจะใช้ตัวเหนี่ยวนำ L_L ขนาด 0.5 H ผลการทดสอบมีรายละเอียดดังนี้

กรณีที่ 1 ค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω ซึ่งมีขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดประมาณ 1.5 A ผลการกำจัดการรบกวนแสดงได้ดังรูปที่ 5.46

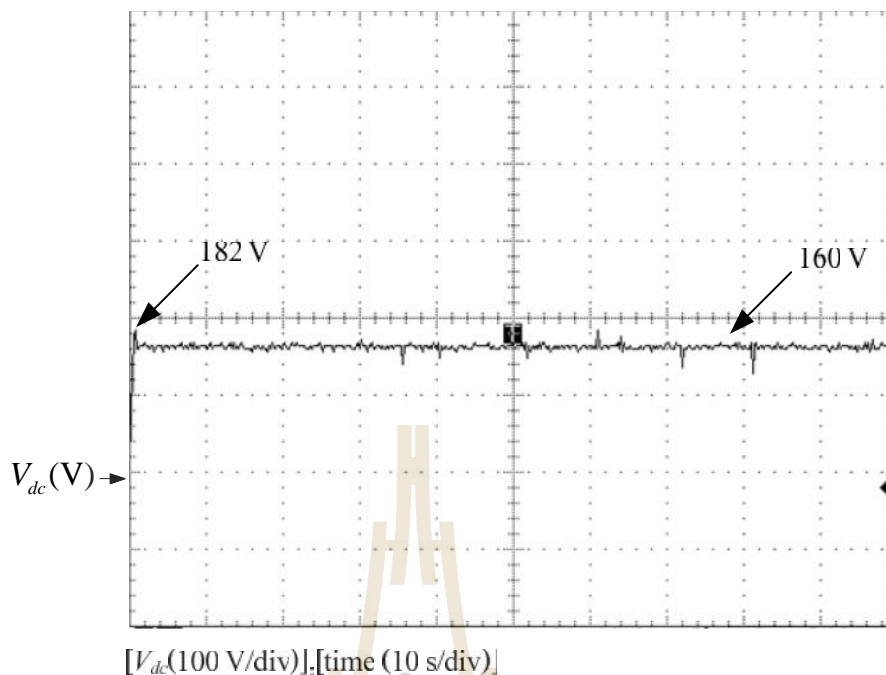


รูปที่ 5.46 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ $60\ \Omega$

จากรูปที่ 5.46 สังเกตได้ว่าระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบให้ประสิทธิผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี โดยสามารถดูได้จากผลการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย (i_s) มีลักษณะเป็นรูปไซน์เพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยซึ่งจะมีลักษณะรูปสัญญาณเช่นเดียวกับกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_L) โดยค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากับ 5.5% ส่วนค่า %THD ของกระแสดังกล่าวก่อนการชดเชยมีค่าเท่ากับ 33.4%

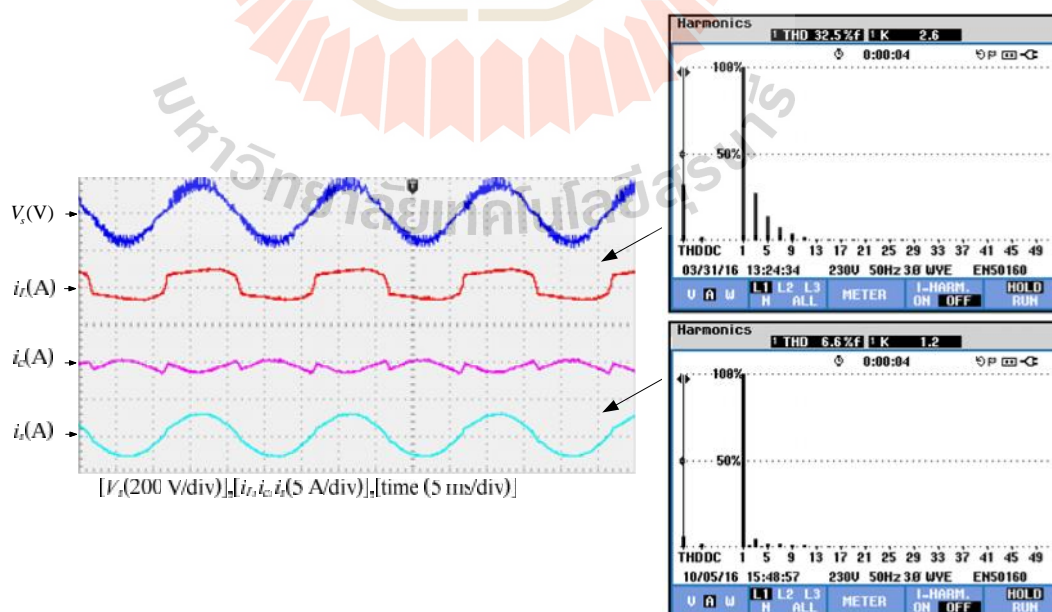
หมายเหตุ: การตรวจวัดค่า %THD สำหรับในงานทดสอบทางปฏิบัติใช้เครื่องมือวัด Fluke รุ่น 434 ซึ่งจะแสดงผลรูปกราฟสเปกตรัมและค่า %THD ดังที่ได้แสดงไว้ด้านข้างผลการทดสอบ

สำหรับผลการทดสอบค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.47 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่าในช่วงเวลาเริ่มต้นจะมีค่ายอดแรงดันสูงสุดที่ 182 V ที่เวลา 0.8 วินาที คิดเป็น P.O. เท่ากับ 13.75 % ซึ่งไม่ตรงตามการออกแบบเป็นเพราะการออกแบบใช้วิธีเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดกับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ วิธีดังกล่าวไม่ได้พิจารณาผลของเทอมซีโร และผลจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์ แต่อย่างไรก็ตามการควบคุมสามารถควบคุมให้ค่าแรงดันดังกล่าวเข้าสู่ค่าที่ต้องการ คือ 160 V ซึ่งจากรูปสังเกตได้ว่าใช้เวลาประมาณ 1.1 วินาที ในการเข้าสู่ค่า 160 V



รูปที่ 5.47 ผลค่าแรงดันบัสไฟตรงกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω

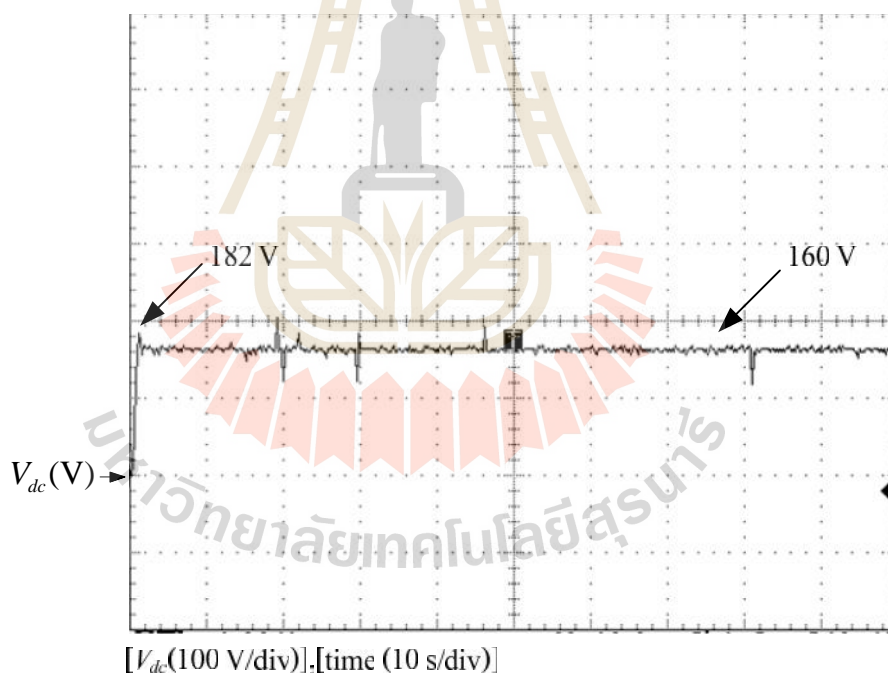
กรณีที่ 2 ค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 45 Ω ซึ่งมีขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดประมาณ 2 A สามารถแสดงผลการกำจัดฮาร์มอนิกได้ดังรูปที่ 5.48



รูปที่ 5.48 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 45 Ω

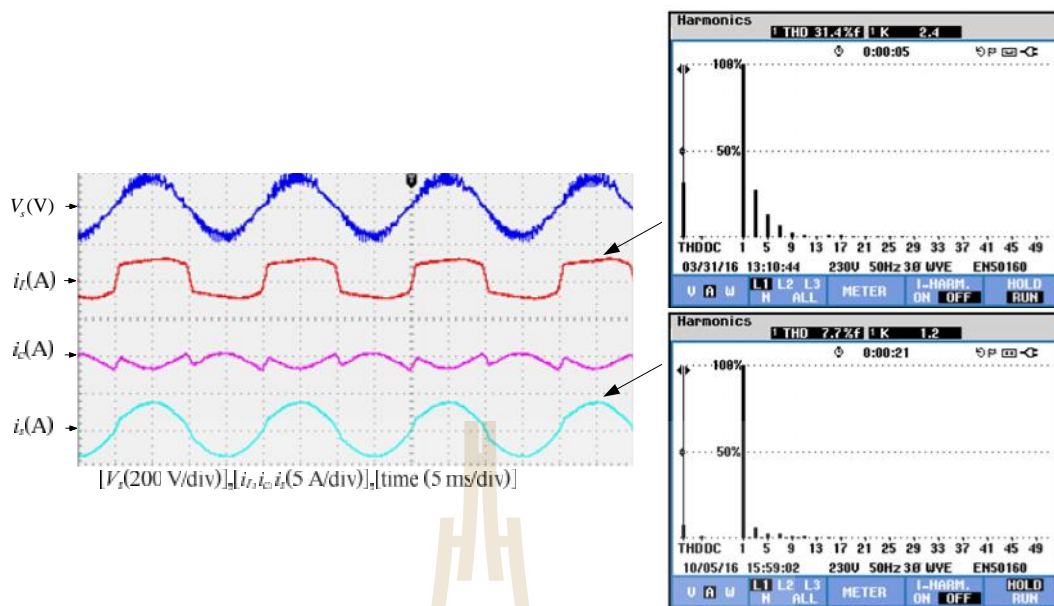
จากรูปที่ 5.48 พบว่ากระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_L) มีขนาดเพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับกรณีที่ 1 ระบบก็ยังสามารถทำการกำจัดฮาร์มอนิกได้ดี สังเกตได้จากกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายมีลักษณะเป็นรูปไซน์เพิ่มมากขึ้น โดยค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากับ 6.6% ส่วนค่า %THD ของกระแสดังกล่าวก่อนการชดเชยมีค่าเท่ากับ 32.5%

สำหรับผลการทดสอบค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ของวงจรรอกำลังแอกทีฟสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.49 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่าในช่วงเวลาเริ่มต้นจะมีค่ายอดแรงดันสูงสุดที่ 182 V ที่เวลา 1.5 วินาที คิดเป็น P.O. เท่ากับ 13.75 % ซึ่งไม่ตรงตามการออกแบบมีสาเหตุเดียวกับที่ได้กล่าวข้างต้นในกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω แต่อย่างไรก็ตามการควบคุมสามารถควบคุมให้ค่าแรงดันดังกล่าวเข้าสู่ค่าที่ต้องการ คือ 160 V ซึ่งจากรูปสังเกตได้ว่าใช้เวลาประมาณ 1.7 วินาที ในการลู่เข้าสู่ค่า 160 V



รูปที่ 5.49 ผลค่าแรงดันบัลไฟตรงกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 45 Ω

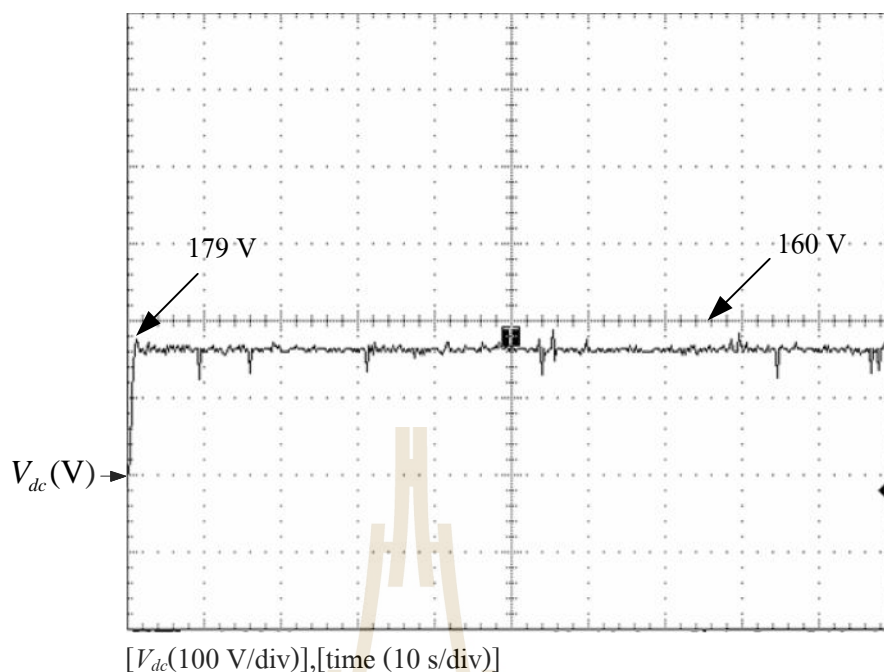
กรณีที่ 3 ค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 35 Ω มีขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดประมาณ 2.5 A สามารถแสดงผลการกำจัดฮาร์มอนิกได้ดังรูปที่ 5.50



รูปที่ 5.50 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 35 Ω

จากรูปที่ 5.50 สังเกตได้ว่าค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย (i_s) มีค่าลดลงเท่ากับ 7.7% และมีลักษณะรูปสัญญาณเป็นรูปไซน์เพิ่มมากขึ้น ในขณะที่ก่อนการชดเชยมีค่า %THD เท่ากับ 31.4% ซึ่งมีลักษณะรูปสัญญาณเช่นเดียวกับกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_L)

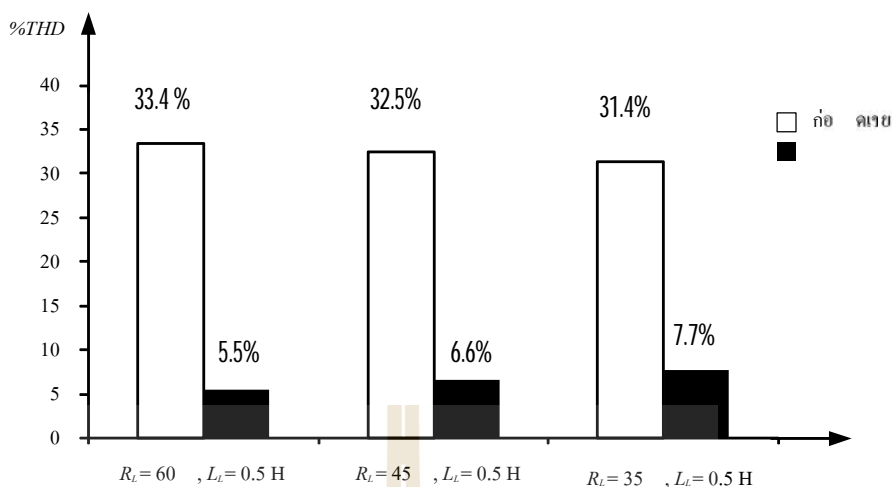
สำหรับผลการทดสอบค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.51 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่าในช่วงเวลาเริ่มต้นจะมีค่ายอดแรงดันสูงสุดที่ 179 V ที่เวลา 1.7 วินาที คิดเป็น P.O. เท่ากับ 11.88 % ซึ่งไม่ตรงตามการออกแบบมีสาเหตุเดียวกับที่ได้กล่าวข้างต้นในกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω แต่อย่างไรก็ตามการควบคุมสามารถควบคุมให้ค่าแรงดันดังกล่าวเข้าสู่ค่าที่ต้องการ คือ 160 V ซึ่งจากรูปสังเกตได้ว่าใช้เวลาประมาณ 1.9 วินาที ในการเข้าสู่ค่า 160 V



รูปที่ 5.51 ผลค่าแรงดันบัลไฟตรง กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 35 Ω

ตารางที่ 5.1 ผลค่า %THD จากการทดสอบกรณีโหลดที่มีขนาดต่างกันในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_s)					
โหลด $R_L = 60$, $L_L = 0.5 \text{ H}$ (ค่ากระแสไฟฟ้าเท่ากับ 1.5 A)		โหลด $R_L = 45$, $L_L = 0.5 \text{ H}$ (ค่ากระแสไฟฟ้าเท่ากับ 2 A)		โหลด $R_L = 35$, $L_L = 0.5 \text{ H}$ (ค่ากระแสไฟฟ้าเท่ากับ 2.5 A)	
ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย
33.4%	5.5%	32.5%	6.6%	31.4%	7.7%



5.52 ค่า %THD

ต่างกันในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

จากผลการทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุม
 กรณีโหลดมีขนาดกระแสไฟฟ้าต่างกันข้างต้น สามารถสรุปผลค่า
 %THD ได้ดังตารางที่ 5.1 และสรุปเป็นแผนภูมิแท่งได้ดังรูปที่ 5.52 ดังกล่าว พบว่า ค่า
 %THD ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย R_L เท่ากับ 60 Ω 45
 Ω 35 Ω มีค่าเท่ากับ 5.5% 6.6% 7.7% ในขณะที่ก่อนการชดเชยมีค่า %THD
 เท่ากับ 33.4% 32.5% 31.4%

ผลการทดสอบระบบฮาร์ดแวร์กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด

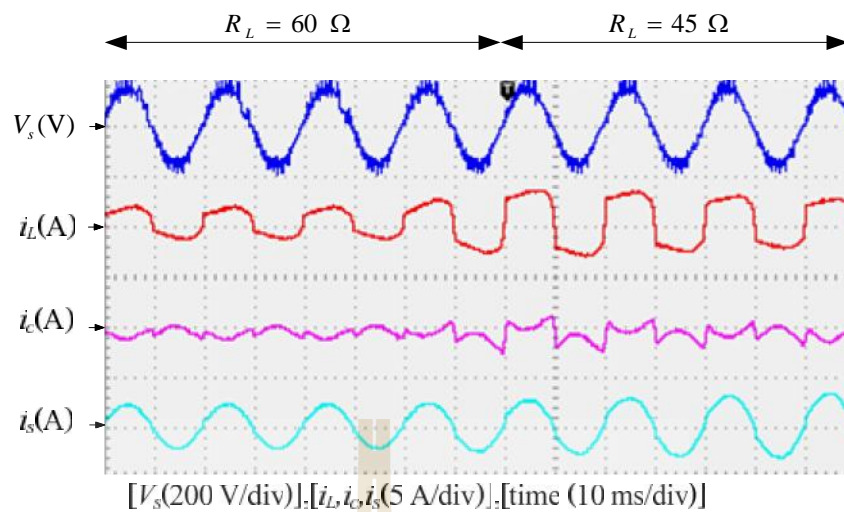
การทดสอบระบบฮาร์ดแวร์กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลด โหลดที่ใช้ใน
 ต่างกัน

R_L เท่ากับ 60 Ω ไปเป็นขนาด R_L เท่ากับ 45 Ω

ดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 5.52

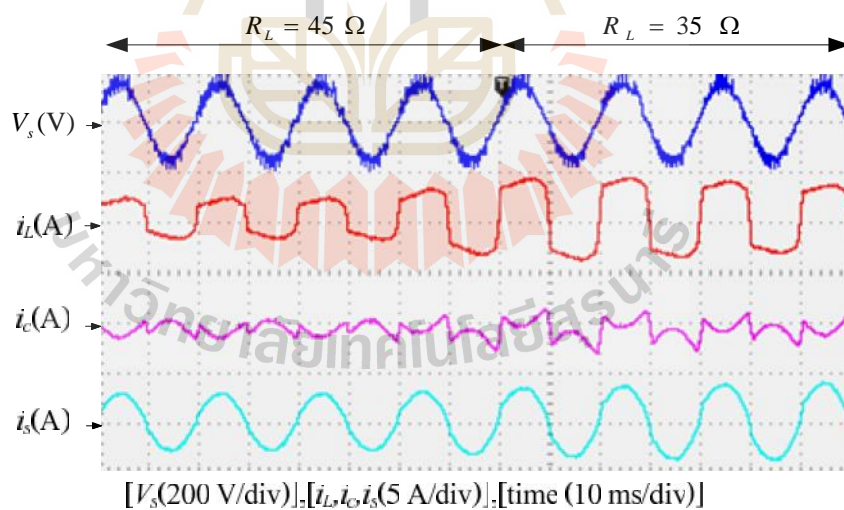
R_L เท่ากับ 45 Ω ไปเป็นขนาด R_L

เท่ากับ 35 Ω ผลสอบทดสอบดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 5.53



5.53

R_L เท่ากับ 60 Ω เป็น 45 Ω



5.54

R_L เท่ากับ 45 Ω เป็น 35 Ω

5.53

5.54 สังเกตได้ว่า

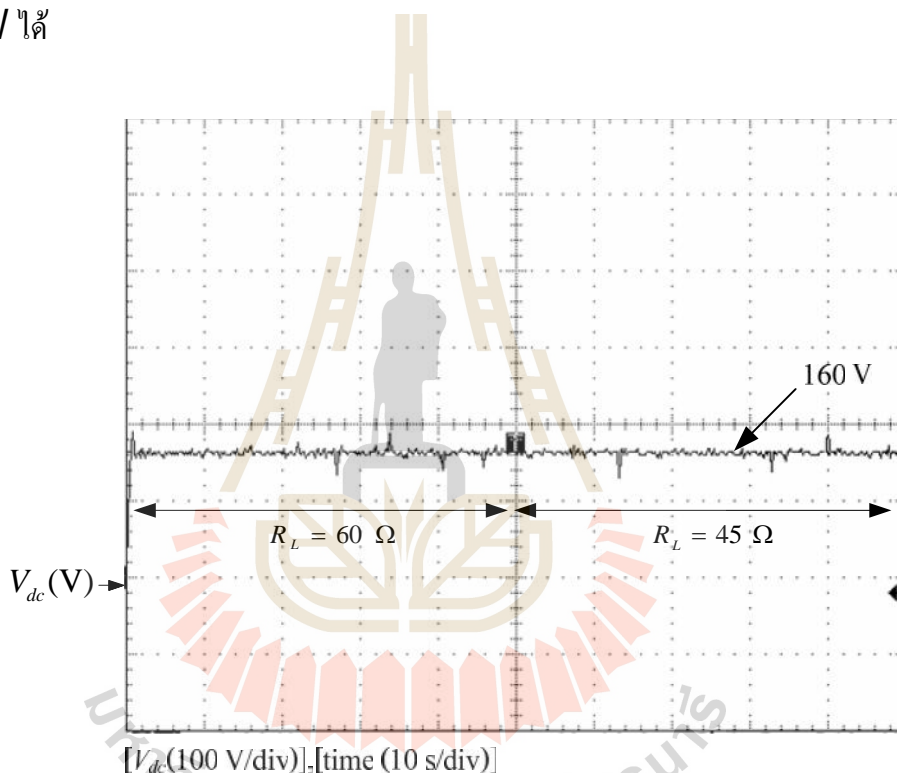
ฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ สามารถทำการ

ฮาร์โมนิกได้สอดคล้องตามขนาดของกระแสไฟฟ้าที่เปลี่ยนไป และส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลัก (i_s) มีขนาดเปลี่ยนตามขนาดกระแสโหลดด้วยเช่นกัน

นอกจากนี้ ผลการทดสอบค่าแรงดันไฟฟ้าตรง V_{dc}

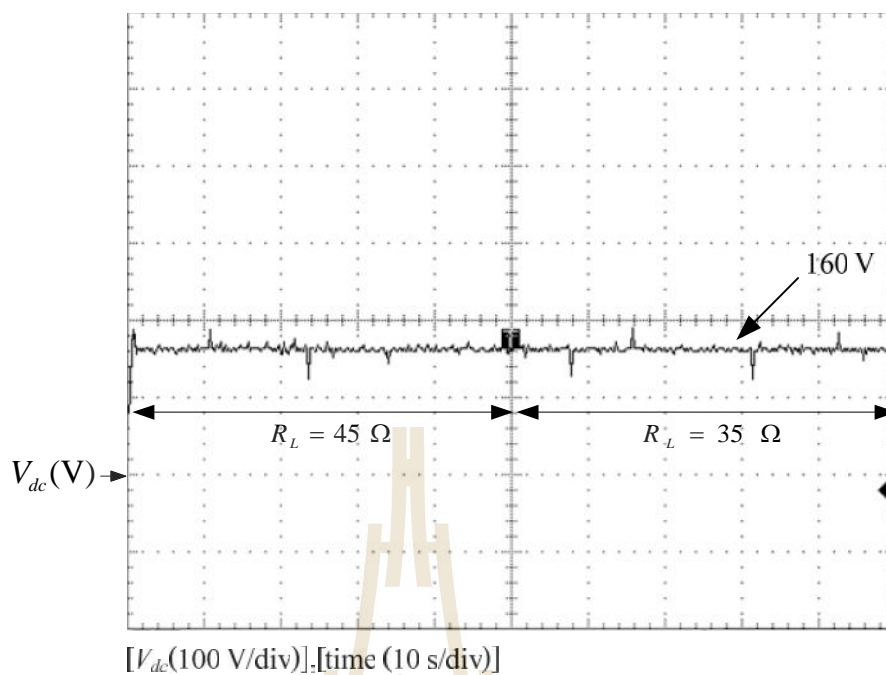
แสดงได้ดังรูปที่ 5.55

R_L เท่ากับ 60 Ω เป็น 45 Ω 5.56 R_L
 เท่ากับ 45 Ω เป็น 35 Ω 5.55 5.56 สังเกตได้ว่า ช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลด
 มีแรงดันตกเพียงเล็กน้อย การควบคุมสามารถควบคุมให้แรงดันไฟฟ้าตรงเข้าสู่ค่าที่ต้องการ
 160 V ได้



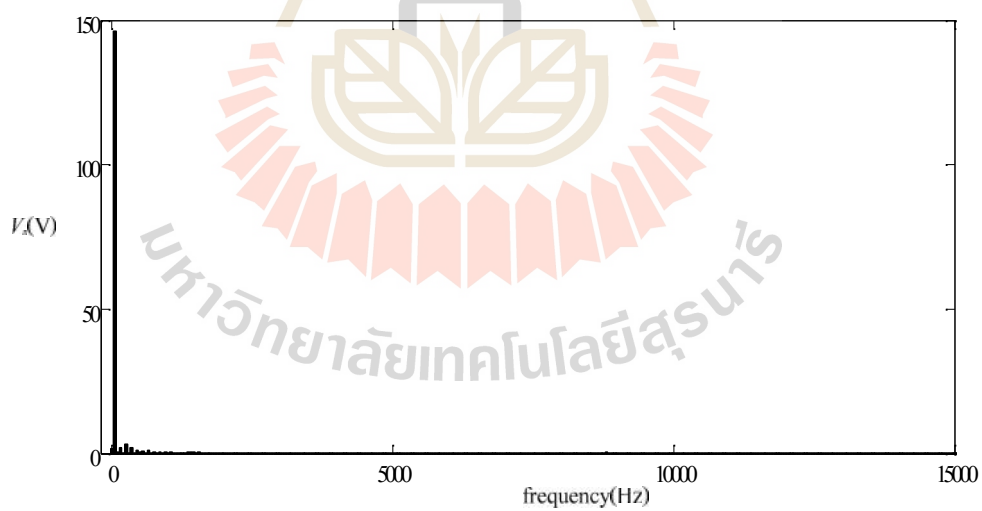
5.55 ค่าแรงดันไฟฟ้าตรงกรณี

R_L เท่ากับ 60 Ω เป็น 45 Ω

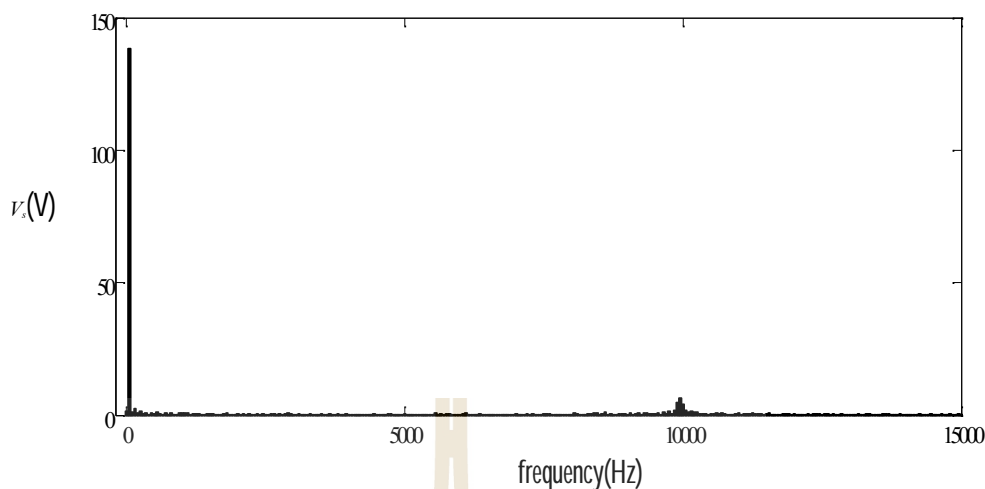


5.56 ค่าแรงดันไฟฟ้าตรงกรณี

R_L เท่ากับ 45 Ω เป็น 35 Ω



() สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายก่อนการชดเชย



() สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชย

5.57 สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส

5.57() สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายก่อนการชดเชย พบว่ามีส่วนประกอบที่ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz และเมื่อทำการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลัง แยกทีฟแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ พบว่ามีส่วนประกอบที่ความถี่มูลฐาน และ 10 kHz 5.57() เนื่องจากวิธีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบใช้ความถี่สวิตช์เท่ากับ 10 kHz จึงส่งผลให้แรงดันที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยมีสัญญาณรบกวนดังกล่าว

5.4 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการสร้างฮาร์ดแวร์ระบบกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแ

ในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส จะแบ่งเป็น 2

ต่างกัน และกรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด โดยผลการทดสอบในกรณีแรก พบว่า การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบมีประสิทธิภาพในการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ให้ค่า %THD กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของระบบหลังการชดเชยมีค่าลดลง ส่วนผลการทดสอบในกรณีที่สอง พบว่า การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบสามารถทำการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดกระแสของโหลด นอกจากนี้ผลการทดสอบค่าแรงดันบัล

พบว่า ตัวควบคุมพีไอของการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่ง

คุมให้แรงดัน มีค่าตามแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงได้

บทที่ 6

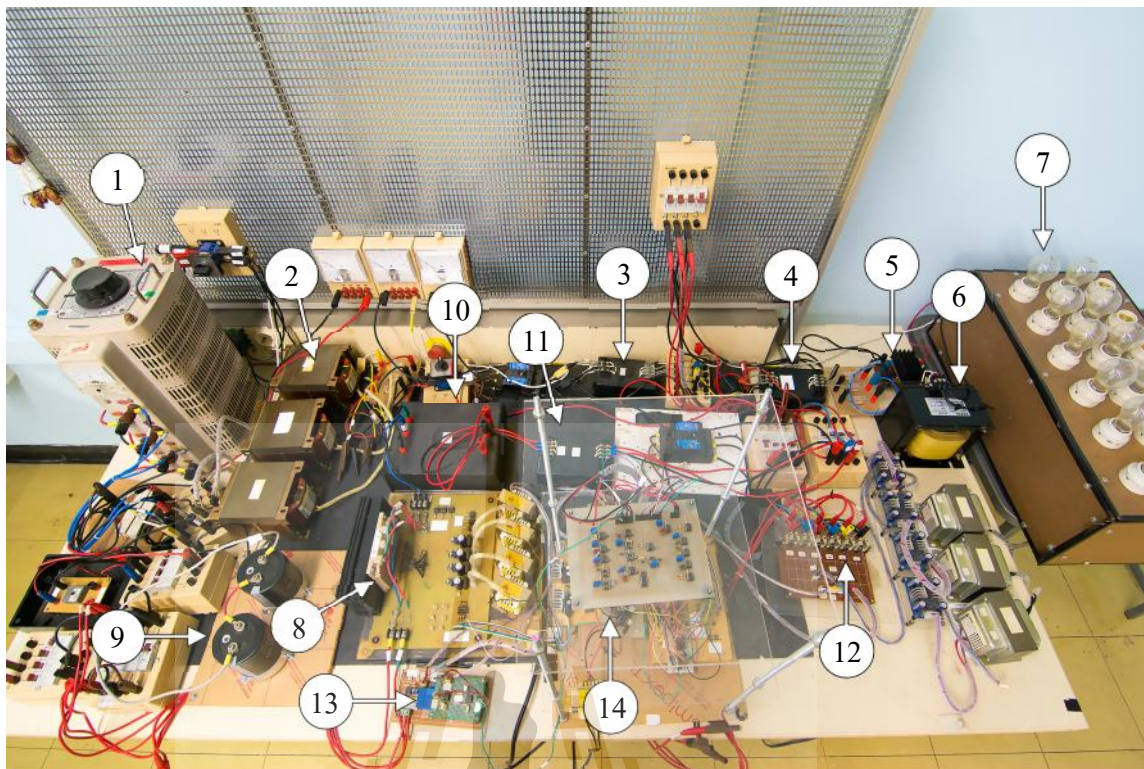
ระบบฮาร์ดแวร์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟพร้อมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าสามเฟส

6.1 บทนำ

ในบทที่ 6 จะเป็นการนำเสนอการสร้างฮาร์ดแวร์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟพร้อมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าสามเฟส และดำเนินการทดสอบในทางปฏิบัติ เพื่อยืนยันผลที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ที่ได้นำเสนอในบทที่ 4 โดยมีหัวข้อที่นำเสนอประกอบไปด้วย การสร้างฮาร์ดแวร์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกจะอธิบายในหัวข้อที่ 6.2 ในขณะที่ผลการทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกจะนำเสนอในหัวข้อที่ 6.3

6.2 การสร้างฮาร์ดแวร์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก

ระบบที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 6.1 โดยจะแบ่งออกเป็นสามส่วนสำคัญ ส่วนแรก คือ ระบบไฟฟ้ากำลังจะอธิบายในหัวข้อที่ 6.2.1 ส่วนที่สอง คือ วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานชนิดแหล่งจ่ายแรงดันจะอธิบายในหัวข้อที่ 6.2.2 ส่วนที่สาม คือ วงจรควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบจะอธิบายในหัวข้อที่ 6.2.3 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

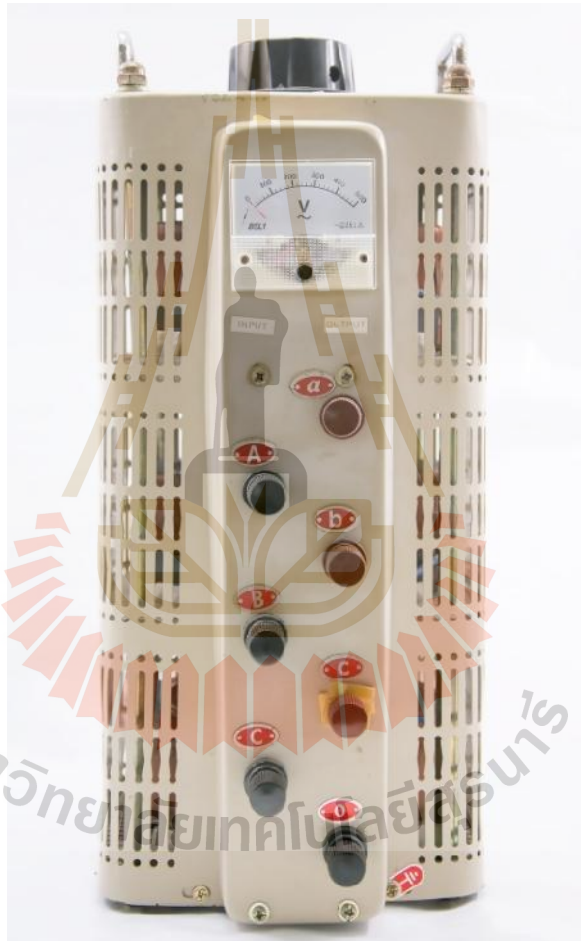


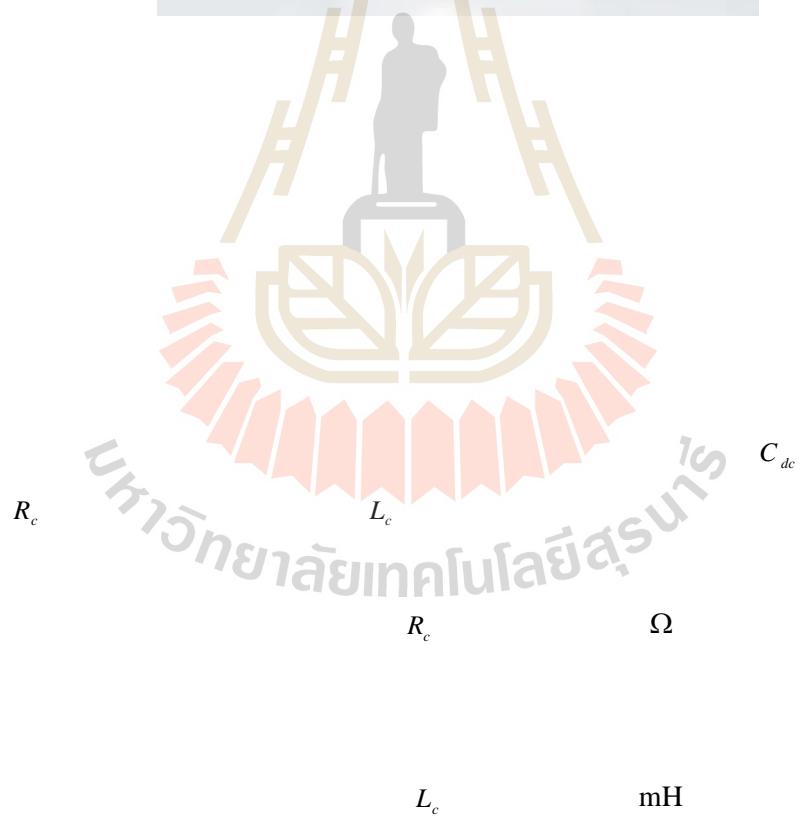
- (1) Three-phase variable voltage transformer (2) Single-phase transformer (3) Inductor L_s (4) Inductor L_l
 (5) Three-phase bridge rectifier (6) Inductor L_L (7) Resistor R_L (8) IGBTs (9) Capacitor C_{dc}
 (10) Resistor R_c (11) Inductor L_c (12) DC voltage sensor (13) Current sensor (14) OCC

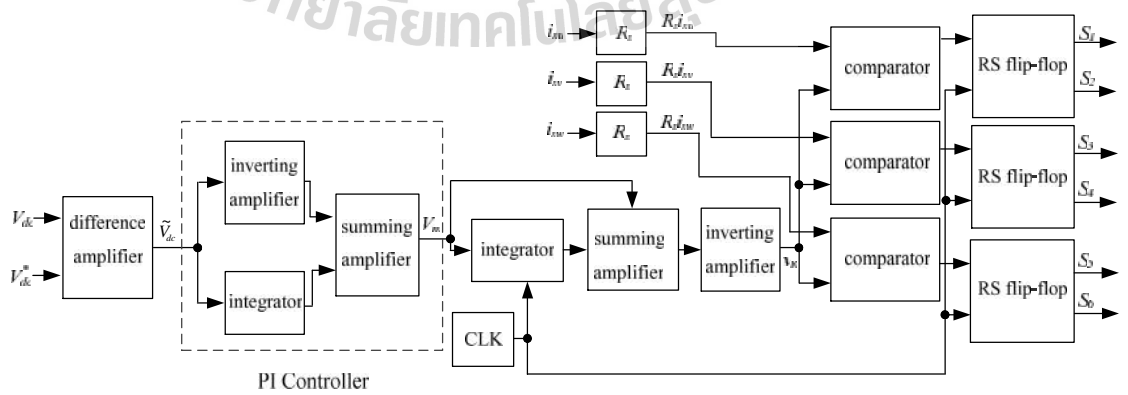
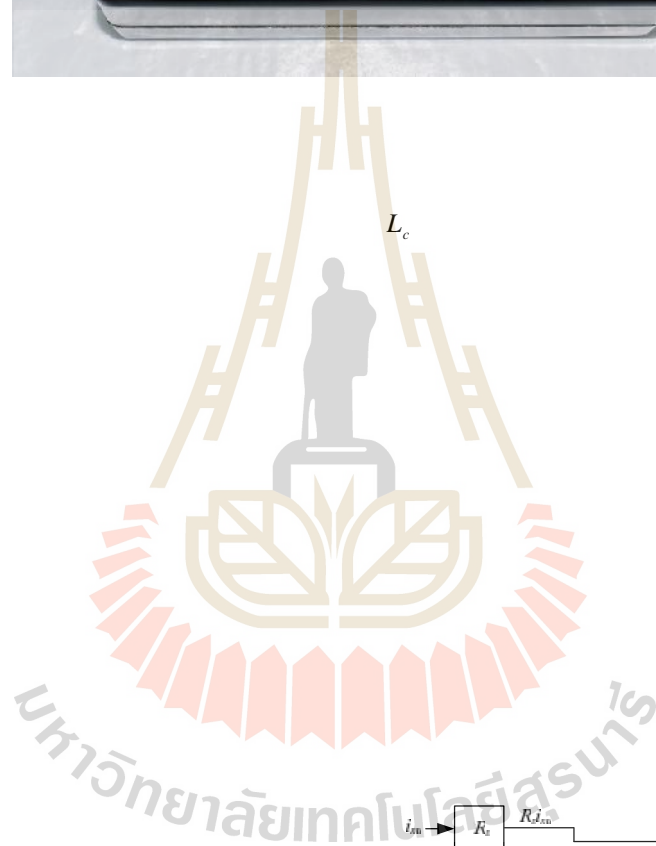
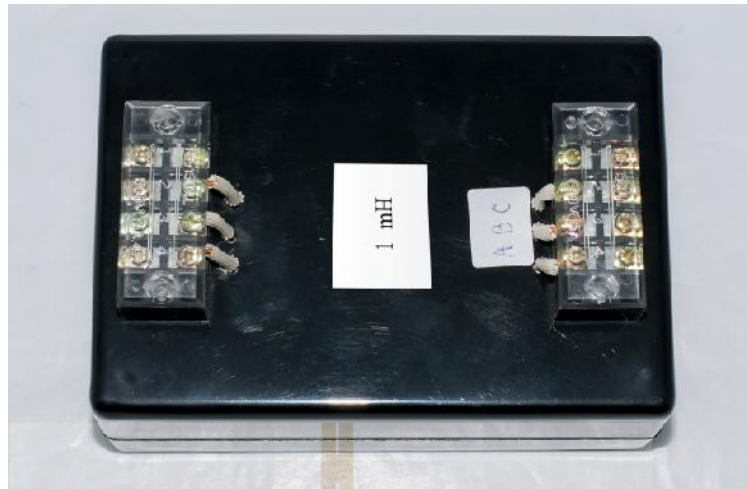
รูปที่ 6.1 ระบบไฟฟ้าสามเฟสที่พิจารณา

6.2.1 ระบบไฟฟ้ากำลัง

ระบบไฟฟ้ากำลังที่พิจารณาสำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสแสดงดังรูปที่ 6.1 ประกอบด้วย อุปกรณ์ที่ 1 หม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟสแบบปรับค่าได้ (Three-phase variable voltage transformer) อุปกรณ์ที่ 2 หม้อแปลงไฟฟ้าหนึ่งเฟส อุปกรณ์ที่ 3 ตัวเหนี่ยวนำ L_s อุปกรณ์ที่ 4 ตัวเหนี่ยวนำ L_l อุปกรณ์ที่ 5 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ (Three-phase bridge rectifier) อุปกรณ์ที่ 6 ตัวเหนี่ยวนำ L_L อุปกรณ์ที่ 7 ชุดโหลดหลอดไฟ โดยที่อุปกรณ์ที่ 2 3 4 6 และ 7 เป็นอุปกรณ์เดียวกับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสตามที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 5 ในส่วนของอุปกรณ์ที่ 1 และ 5 มีรายละเอียดดังนี้







จากรูปที่ 6.5 โครงสร้างที่ใช้ในการควบคุมประกอบด้วยวงจรต่าง ๆ ทั้งหมด 8 วงจร ดังนี้ วงจรที่ 1 วงจรขยายผลต่าง วงจรที่ 2 วงจรตัวควบคุมแบบพีไอ วงจรที่ 3 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา วงจรที่ 4 วงจรอินทิเกรต วงจรที่ 5 วงจรรวมสัญญาณ วงจรที่ 6 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ วงจรที่ 7 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ และวงจรที่ 8 วงจรอาร์เอสเฟลিপฟล็อป พบว่าวงจรที่ได้กล่าวทั้งหมดสามารถใช้วงจรของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสได้ เพียงแต่มีวงจรที่เพิ่มขึ้นตามจำนวนเฟส คือ วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ 3 วงจร และวงจรอาร์เอสเฟลিপฟล็อป 3 วงจร นอกจากนี้ในส่วนของวงจรตัวควบคุมแบบพีไอที่มีค่าพารามิเตอร์ที่ต่างกับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส มีรายละเอียดการออกแบบดังนี้

วงจรที่ 2 วงจรตัวควบคุมแบบพีไอ ประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ วงจรอินทิเกรต และวงจรรวมสัญญาณ วงจรที่ต้องออกแบบใหม่ คือ วงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ และวงจรอินทิเกรต มีรายละเอียดดังนี้

วงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ

มีหน้าที่เป็นตัวควบคุมแบบพี การออกแบบวงจรสามารถออกแบบได้จากสมการที่ (5-20) ในบทที่ 5 ซึ่งค่า K_p เท่ากับ 0.25 ตามที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 กำหนดให้เลือกใช้ R_1 เท่ากับ 1.2 k ดังนั้น R_2 เท่ากับ 300 โดย R_2 เลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้เท่ากับ 0 - 20 k

วงจรอินทิเกรต

มีหน้าที่เป็นตัวควบคุมแบบไอ การออกแบบวงจรสามารถออกแบบได้จากสมการที่ (5-21) ในบทที่ 5 ซึ่งค่า K_i เท่ากับ 5.64 ตามที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 กำหนดให้เลือกใช้ C เท่ากับ 10 μF ดังนั้น R_1 เท่ากับ 17.73 k โดย R_1 เลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้เท่ากับ 0 - 200 k

การออกแบบวงจรตัวควบคุมแบบพีไอจะเห็นได้ว่า ได้เลือกใช้อุปกรณ์เดียวกันกับที่ได้ออกแบบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส ดังนั้นเพียงปรับค่าความต้านทาน R_2 ในวงจรขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ และค่าความต้านทาน R_1 ในวงจรอินทิเกรตตามที่ได้ออกแบบ ก็จะได้วงจรตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟส ดังนั้นวงจรตัวควบคุมแบบพีไอที่ใช้งานจริงในระบบไฟฟ้า สามเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 5.25 ในบทที่ 5

6.3 การทดสอบระบบฮาร์ดแวร์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

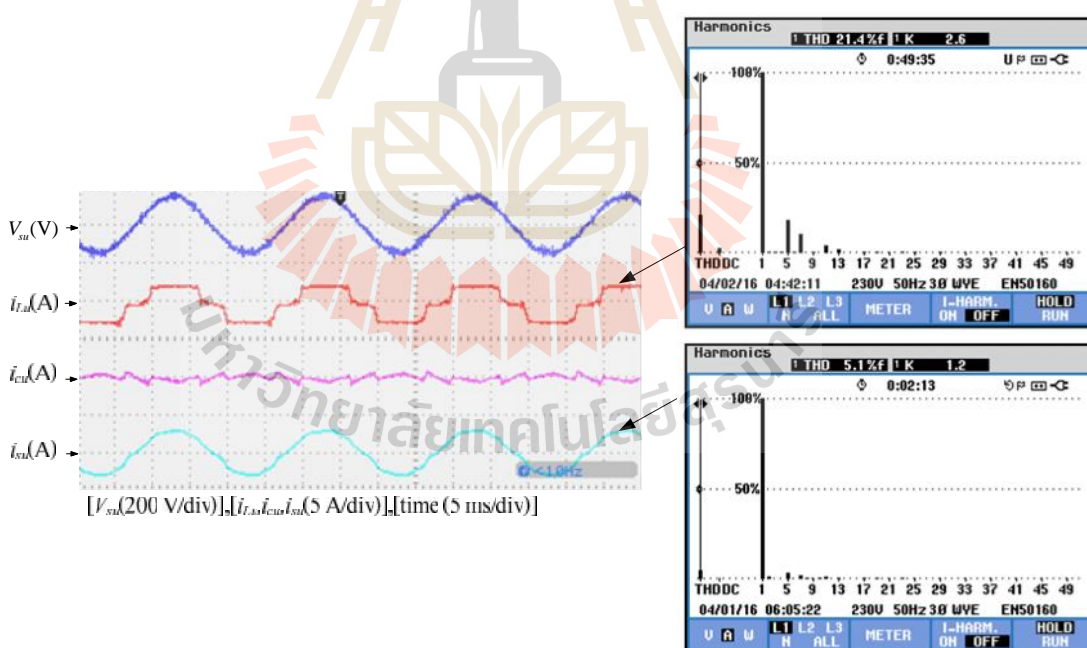
ระบบฮาร์ดแวร์ที่ใช้ในการทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าสามเฟสแสดงดังรูปที่ 6.1 การทดสอบจะแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีที่ 1 กรณีโหลดที่มีขนาดต่างกัน กรณีที่ 2 กรณีมี

การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด โดยค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดจะใช้เหมือนกับการจำลองสถานการณ์ในตารางที่ 4.4 ตามที่ได้อธิบายในบทที่ 4 การทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกมีรายละเอียดดังนี้

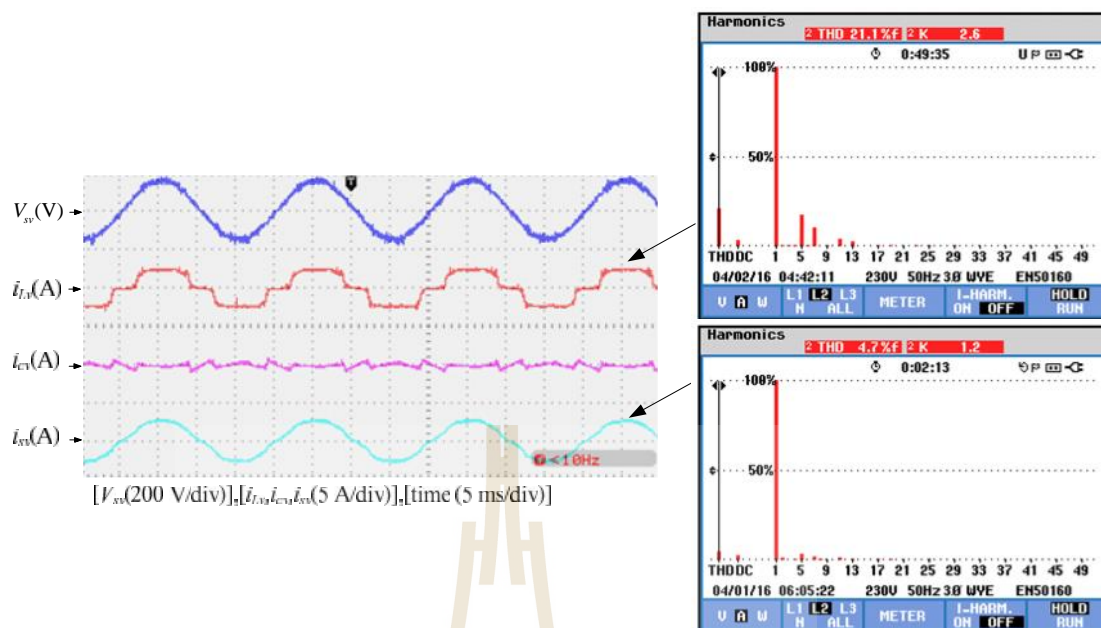
ผลการทดสอบกรณีโหลดที่มีขนาดต่างกัน

การทดสอบระบบฮาร์ดแวร์ในการกำจัดฮาร์มอนิกกรณีโหลดที่มีขนาดต่างกัน การทดสอบจะใช้โหลดวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์มีตัวต้านทาน R_L ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ L_L การทดสอบโหลดที่มีขนาดต่างกันมี 3 กรณีดังนี้ กรณีที่ 1 กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90 Ω กรณีที่ 2 กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70 Ω และกรณีที่ 3 กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω ทั้งสามกรณีจะใช้ตัวเหนี่ยวนำ L_L ขนาด 0.5 H ผลการทดสอบมีรายละเอียดดังนี้

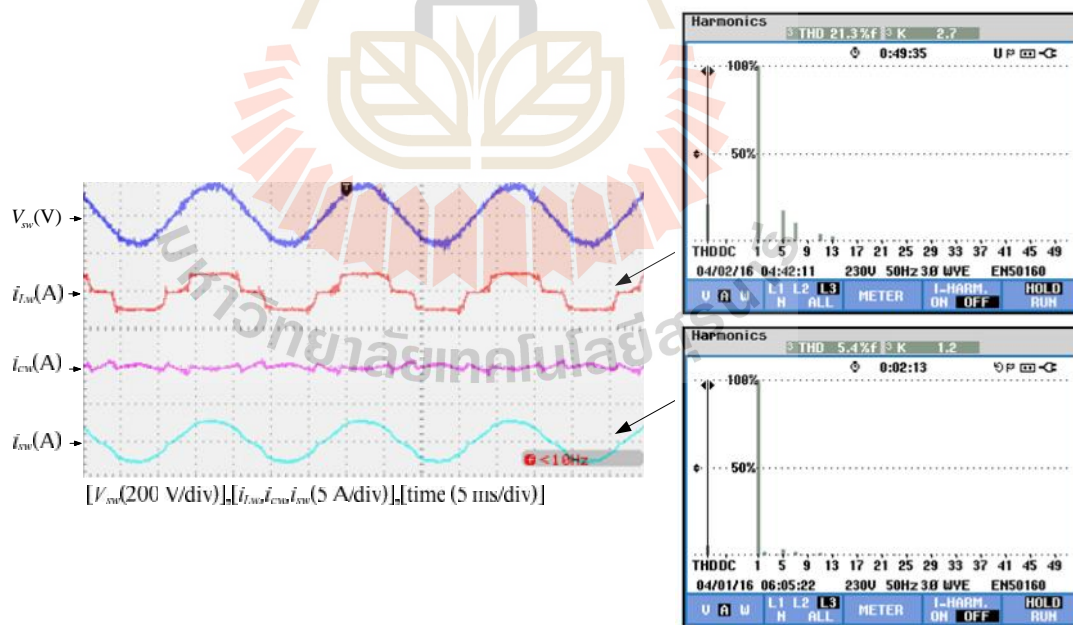
กรณีที่ 1 ค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90 Ω ซึ่งมีขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดประมาณ 2 A ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส u , v และ w แสดงได้ดังรูปที่ 6.6 ถึงรูปที่ 6.8 ตามลำดับ และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยทั้งสามเฟสดังรูปที่ 6.9



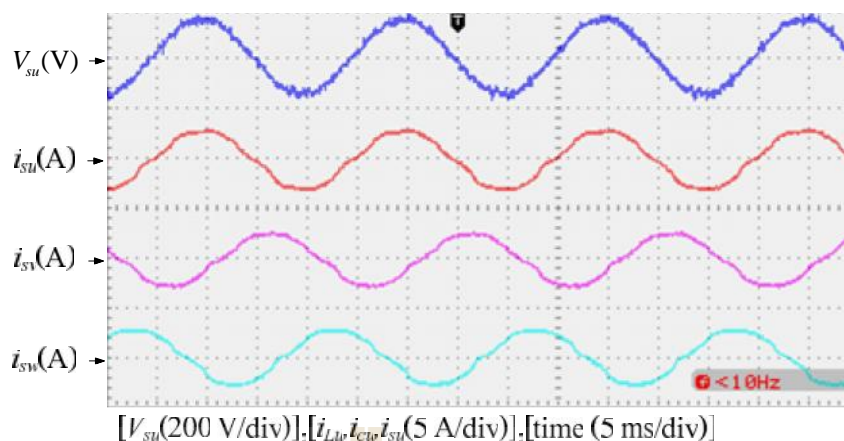
รูปที่ 6.6 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส u กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90 Ω



รูปที่ 6.7 ผลการกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส v กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90Ω



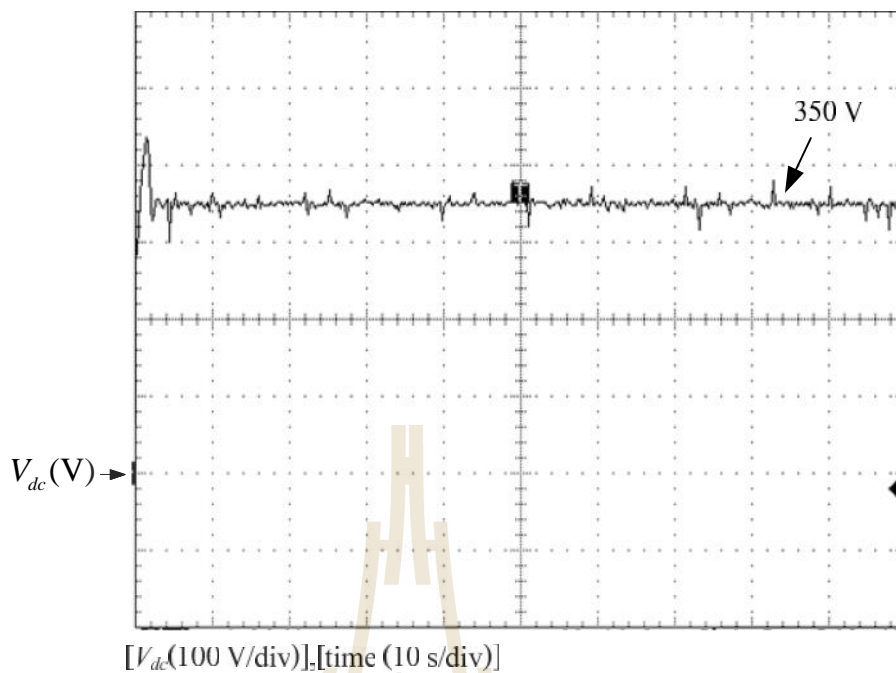
รูปที่ 6.8 ผลการกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส w กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90Ω



รูปที่ 6.9 กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยทั้งสามเฟส
กรณีความต้านทาน R_L เท่ากับ 90Ω

จากรูปที่ 6.6 ถึงรูปที่ 6.9 สังเกตได้ว่าระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบให้ประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี โดยสามารถดูได้จากผลการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย (i_{su}, i_{sv}, i_{sw}) มีลักษณะเป็นรูปไซน์เพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยซึ่งจะมีลักษณะรูปสัญญาณเช่นเดียวกับกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}) โดยค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยสำหรับเฟส u, v และ w มีค่าเท่ากับ 5.7% 5.4% และ 5.9% ส่วนค่า %THD ของกระแสดังกล่าวก่อนการชดเชยมีค่าเท่ากับ 20.0% 19.8% และ 20.1% ตามลำดับ

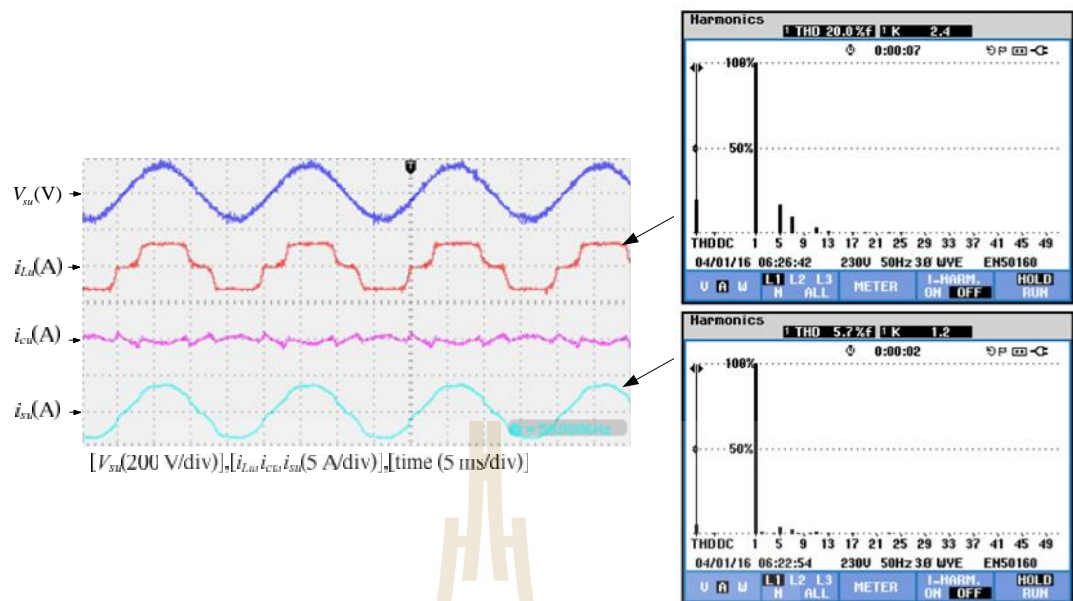
สำหรับผลการทดสอบค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.10 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่าในช่วงเวลาเริ่มต้นจะมีค่ายอดแรงดันสูงสุดที่ 430 V ที่เวลา 1.8 วินาที คิดเป็น P.O. เท่ากับ 22.86 % ซึ่งไม่ตรงตามการออกแบบเป็นเพราะการออกแบบใช้วิธีเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดกับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ วิธีดังกล่าวไม่ได้พิจารณาผลของเทอมซีโร และผลจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์ แต่อย่างไรก็ตามการควบคุมสามารถควบคุมให้ค่าแรงดันดังกล่าวเข้าสู่ค่าที่ต้องการ คือ 350 V ซึ่งจากรูปสังเกตได้ว่าใช้เวลาประมาณ 3 วินาที ในการเข้าสู่ค่า 350 V



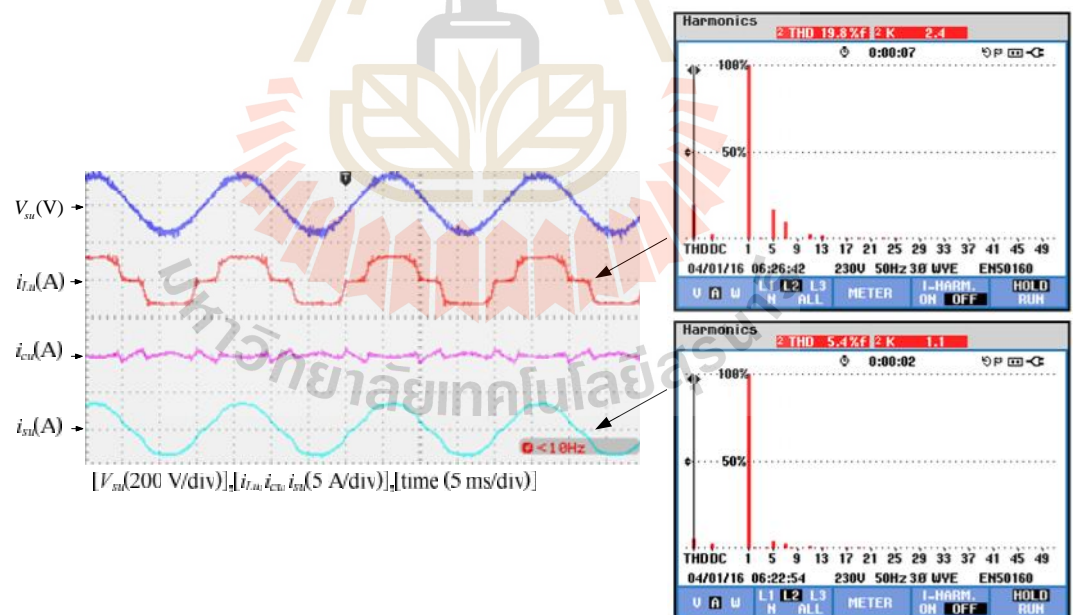
รูปที่ 6.10 ผลค่าแรงดันไฟฟ้าตรงกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90 Ω

กรณีที่ 2 ค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70 Ω ซึ่งมีขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดประมาณ 2.5 A ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส u , v และ w แสดงได้ดังรูปที่ 6.11 ถึงรูปที่ 6.13 ตามลำดับ และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังจากชดเชยทั้งสามเฟสแสดงดังรูปที่ 6.14

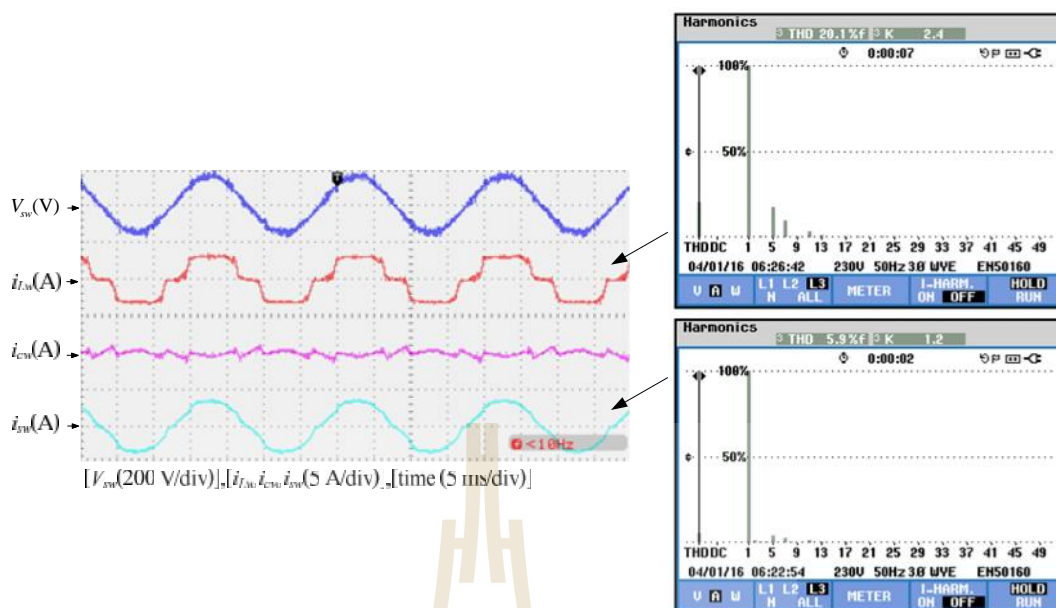
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



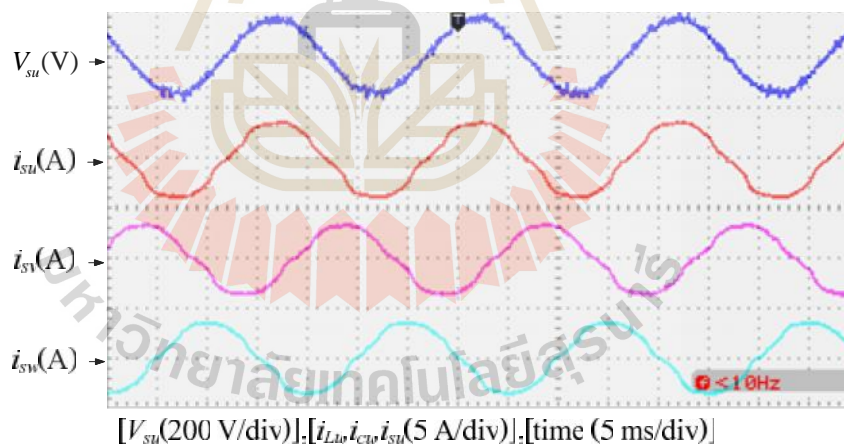
รูปที่ 6.11 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส u กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70Ω



รูปที่ 6.12 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส v กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70Ω



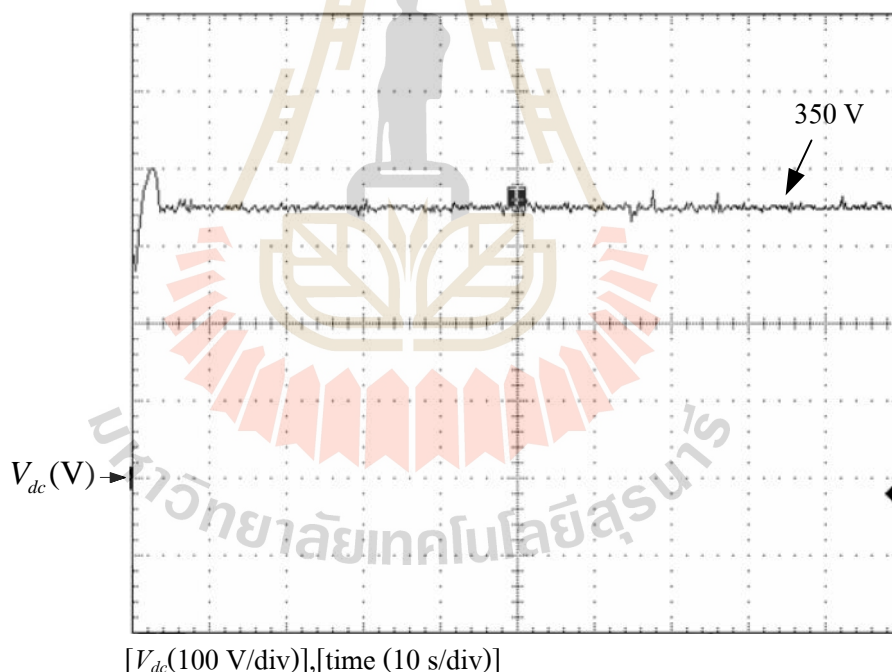
รูปที่ 6.13 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส w กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70 Ω



รูปที่ 6.14 กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยทั้งสามเฟส
กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70 Ω

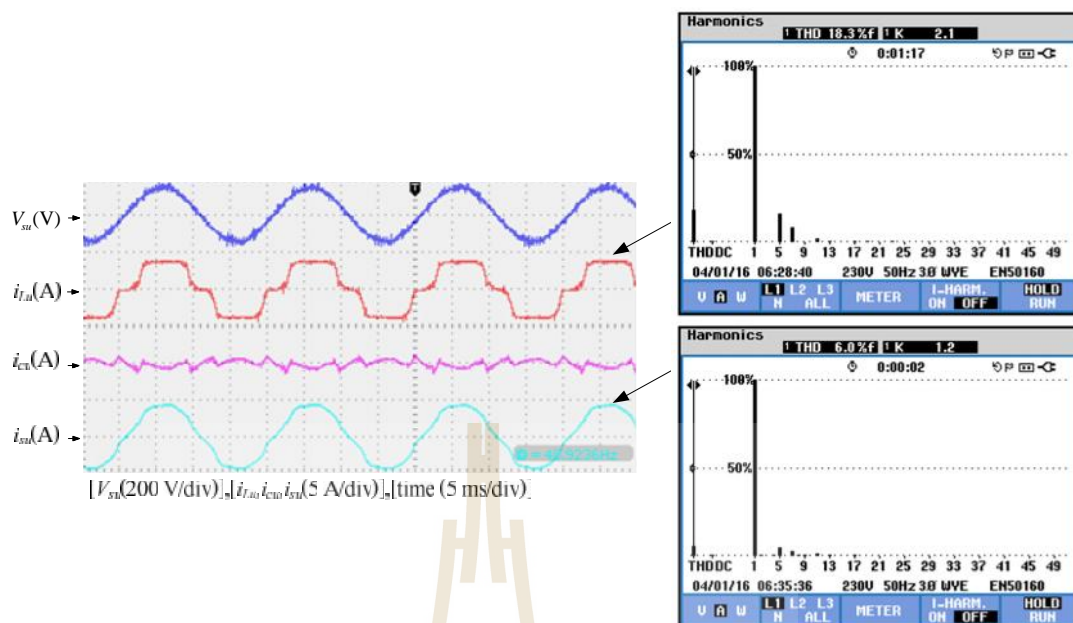
จากรูปที่ 6.11 ถึงรูปที่ 6.14 พบว่ากระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}) มีขนาดเพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับกรณีที่ 1 ระบบก็ยังสามารถทำการกำจัดฮาร์โมนิกได้ดี สังเกตได้จากกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_{su}, i_{sv}, i_{sw}) มีลักษณะเป็นรูปไซน์เพิ่มมากขึ้น โดยค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยสำหรับเฟส u v และ w มีค่าเท่ากับ 5.5% 4.7% และ 5.4% ส่วนค่า %THD ของกระแสดังกล่าวก่อนการชดเชยมีค่าเท่ากับ 21.4% 21.1% และ 21.3% ตามลำดับ

สำหรับผลการทดสอบค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.15 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่าในช่วงเวลาเริ่มต้นจะมีค่ายอดแรงดันสูงสุดที่ 400 V ที่เวลา 2.2 วินาที คิดเป็น P.O. เท่ากับ 14.29 % ซึ่งไม่ตรงตามการออกแบบมีสาเหตุเดียวกับที่ได้กล่าวข้างต้นกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90 Ω แต่อย่างไรก็ตามการควบคุมสามารถควบคุมให้ค่าแรงดันดังกล่าวเข้าสู่ค่าที่ต้องการ คือ 350 V ซึ่งจากรูปสังเกตได้ว่าใช้เวลาประมาณ 4 วินาทีในการเข้าสู่ค่า 350 V

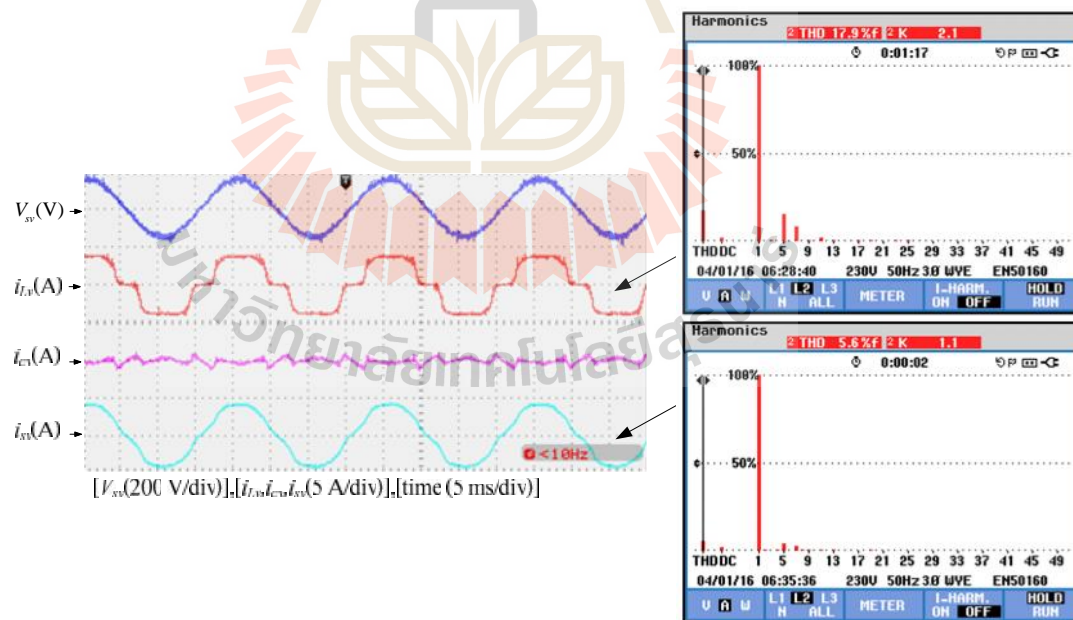


รูปที่ 6.15 ผลค่าแรงดันบัลไฟตรงกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 70 Ω

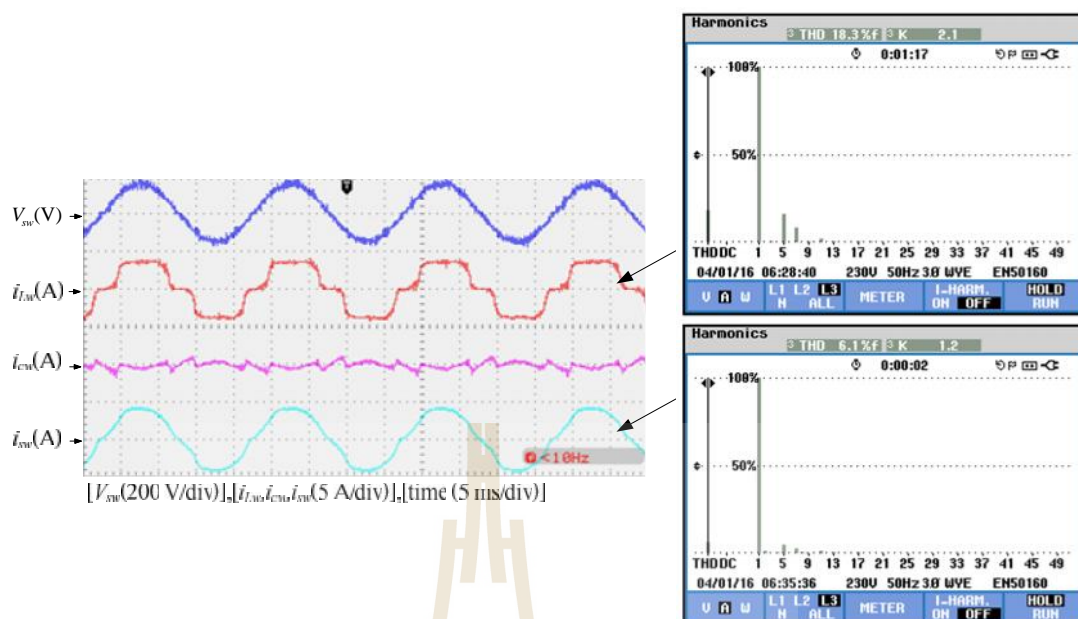
กรณีที่ 3 ค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω ซึ่งมีขนาดกระแสไฟฟ้าที่โหลดประมาณ 3 A สามารถแสดงผลการกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส u v และ w ได้ดังรูปที่ 6.16 ถึงรูปที่ 6.18 ตามลำดับ และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยทั้งสามเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 6.19



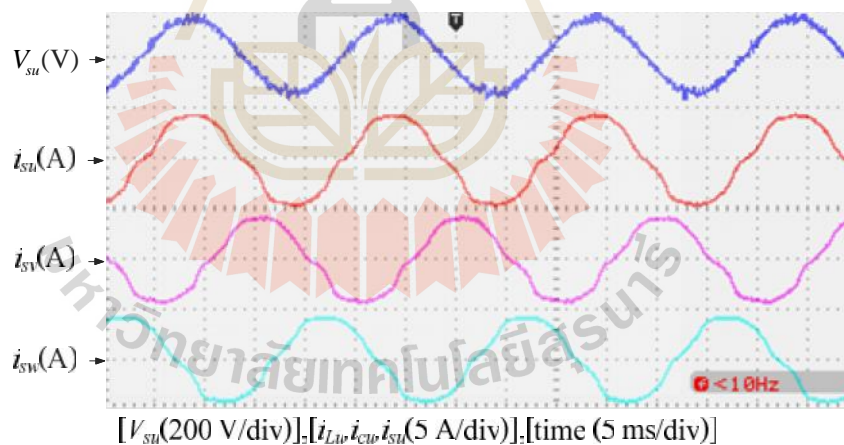
รูปที่ 6.16 ผลการกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส u กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60Ω



รูปที่ 6.17 ผลการกำจัดฮาร์โมนิกของเฟส v กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60Ω



รูปที่ 6.18 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส w กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ $60\ \Omega$

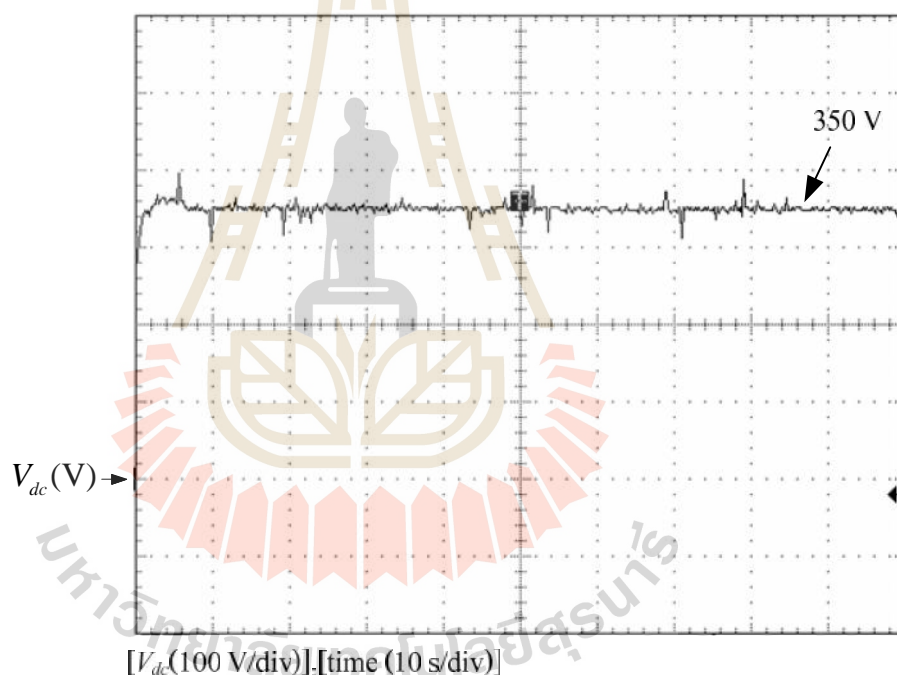


รูปที่ 6.19 กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยทั้งสามเฟส
กรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ $60\ \Omega$

จากรูปที่ 6.16 ถึงรูปที่ 6.19 สังเกตได้ว่าค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย (i_{su} , i_{sv} , i_{sw}) มีค่าลดลงเท่ากับ 6.0% 5.6% และ 6.1% ตามลำดับเฟส และมีลักษณะรูป

สัญญาณเป็นรูปไซน์เพิ่มมากขึ้น ในขณะที่ก่อนการชดเชยมีค่า $\%THD$ เท่ากับ 18.3% 17.9% และ 18.3% ตามลำดับเฟส ซึ่งมีลักษณะรูปสัญญาณเช่นเดียวกับกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw})

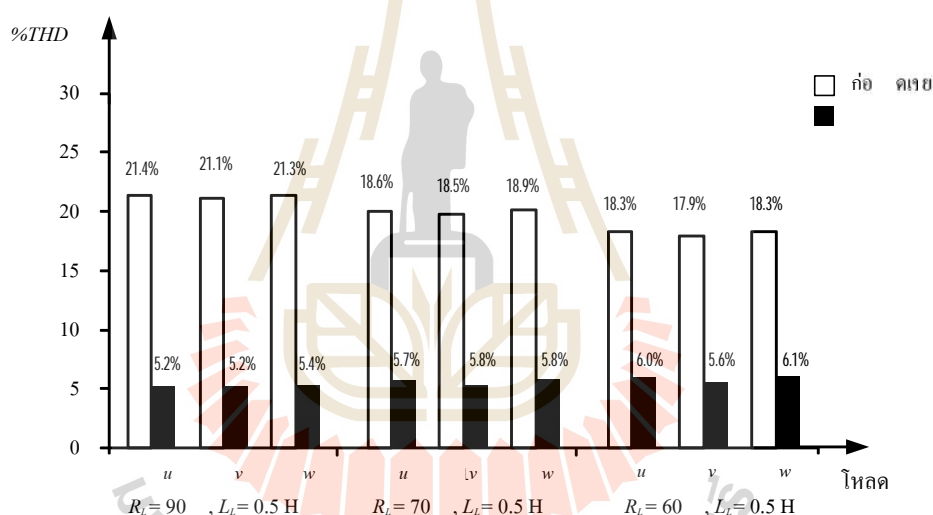
สำหรับผลการทดสอบค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.20 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่าในช่วงเวลาเริ่มต้นจะมีค่ายอดแรงดันสูงสุดที่ 370 V ที่เวลา 5 วินาที คิดเป็น P.O. เท่ากับ 5.71 % ซึ่งไม่ตรงตามการออกแบบมีสาเหตุเดียวกับเดียวกับที่ได้กล่าวข้างต้นในกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 90 Ω แต่อย่างไรก็ตามการควบคุมสามารถควบคุมให้ค่าแรงดันดังกล่าวเข้าสู่ค่าที่ต้องการ คือ 350 V ซึ่งจากรูปสังเกตได้ว่าใช้เวลาประมาณ 7 วินาที ในการเข้าสู่ค่า 350 V



รูปที่ 6.20 ผลค่าแรงดันบัลไฟตรงกรณีค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 60 Ω

ตารางที่ 6.1 ผลค่า %THD จากการทดสอบกรณีโหลดที่มีขนาดต่างกันในระบบไฟฟ้าสามเฟส

เฟส	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย					
	โหลด $R_L = 90 \Omega$, $L_L = 0.5 H$ (ค่ากระแสไฟฟ้าเท่ากับ 2 A)		โหลด $R_L = 70 \Omega$, $L_L = 0.5 H$ (ค่ากระแสไฟฟ้าเท่ากับ 2.5 A)		โหลด $R_L = 60 \Omega$, $L_L = 0.5 H$ (ค่ากระแสไฟฟ้าเท่ากับ 3 A)	
	ก่อนชดเชย	หลังชดเชย	ก่อนชดเชย	หลังชดเชย	ก่อนชดเชย	หลังชดเชย
u	21.4%	5.2%	20.0%	5.7%	18.3%	6.0%
v	21.1%	5.2%	19.8%	5.4%	17.9%	5.6%
w	21.3%	5.4%	20.1%	5.9%	18.3%	6.1%
เฉลี่ย	21.3%	5.3%	20.0%	5.7%	18.2%	5.9%



6.21 ผลค่า %THD กรณีโหลดที่มีขนาดต่างกันในระบบไฟฟ้าสามเฟส

จากผลการทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ร่วมกับการควบคุม

ต่างกันข้างต้น สามารถสรุปผลค่า %THD ได้

6.1 และสามารถสรุปเป็นแผนภูมิแท่งได้ดังรูปที่ 6.21 ดังกล่าว พบว่า ค่า %THD

เฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยในกรณีที่

R_L เท่ากับ 90Ω 70Ω 60Ω มีค่าเท่ากับ 5.3% 5.7% 5.9%

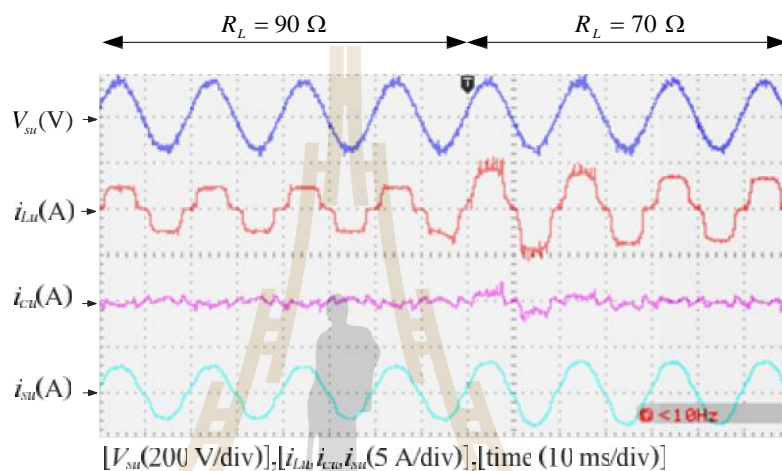
ก่อนการชดเชยมีค่า %THD เท่ากับ 21.3% 20.0% 18.2%

ผลการทดสอบระบบฮาร์ดแวร์กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด

การทดสอบระบบฮาร์ดแวร์กรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลด โหลดที่ใช้ในการทดสอบเหมือนกับกรณีการทดสอบโหลดที่มีขนาดต่างกัน มีเปลี่ยนแปลงขนาดโหลดดังนี้ การ

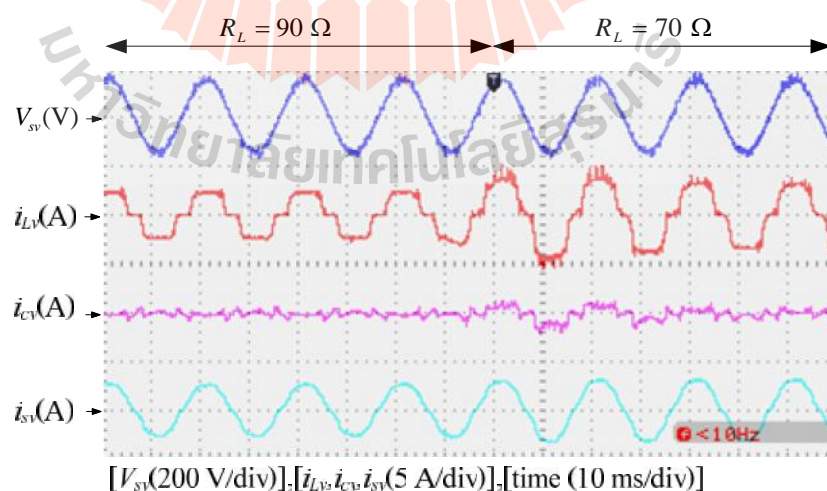
R_L เท่ากับ $90\ \Omega$ ไปเป็นขนาด R_L เท่ากับ $70\ \Omega$

แสดงได้ดังรูปที่ 6.21 6.23 R_L
 เท่ากับ $70\ \Omega$ ไปเป็นขนาด R_L เท่ากับ $60\ \Omega$ ทดสอบดังกล่าวของเฟส $u\ v\ w$ แสดงได้
 6.24 6.26



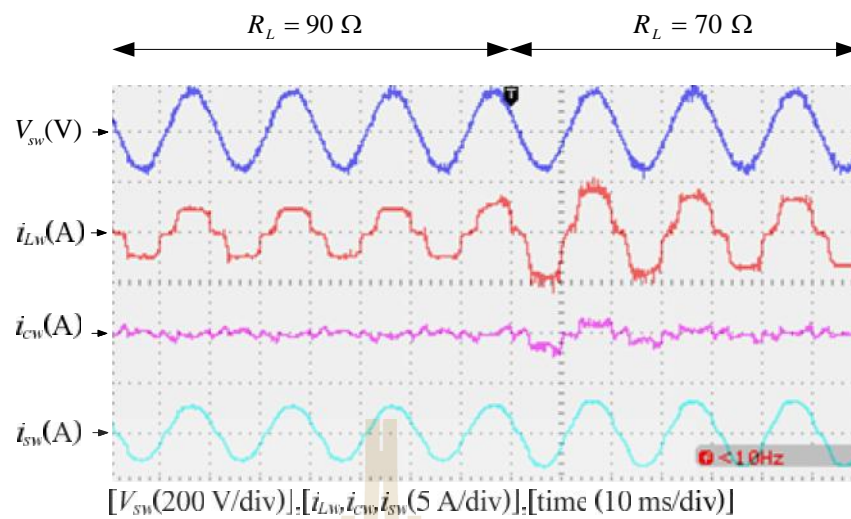
6.22 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกของเฟส u

R_L เท่ากับ $90\ \Omega$ เป็น $70\ \Omega$

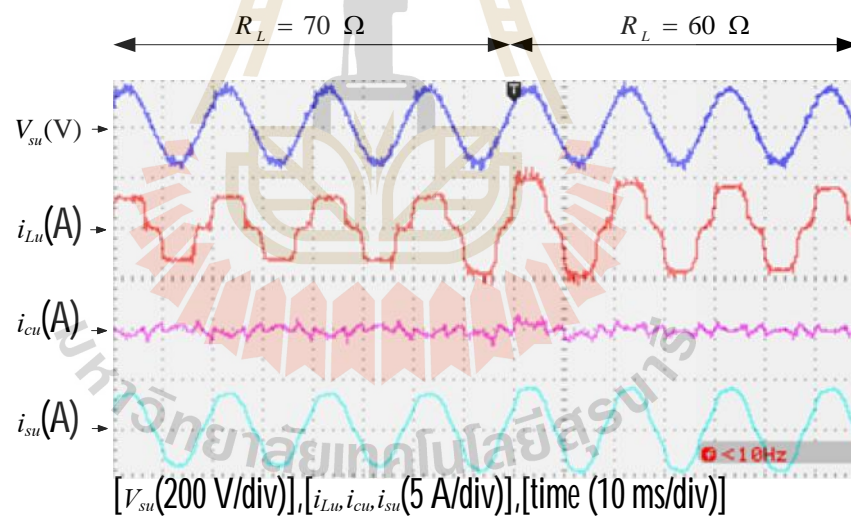


6.23 ผลการกำจัดฮาร์มอนิก v

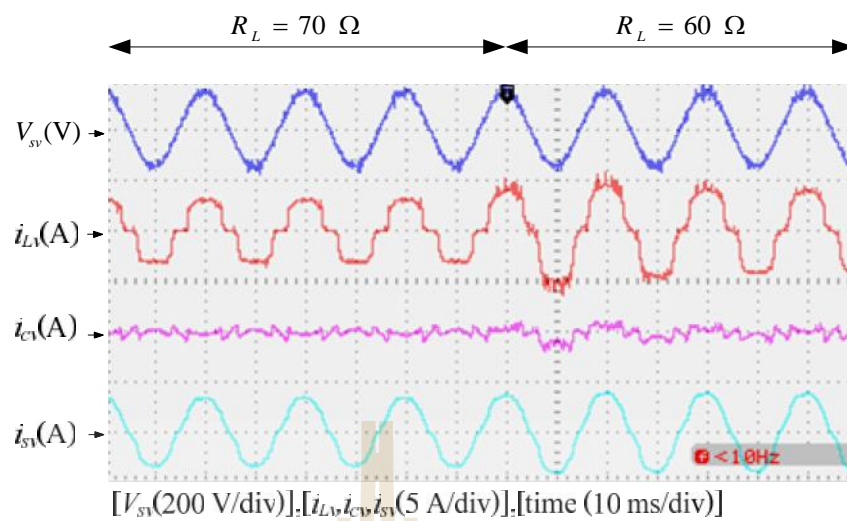
R_L เท่ากับ $90\ \Omega$ เป็น $70\ \Omega$



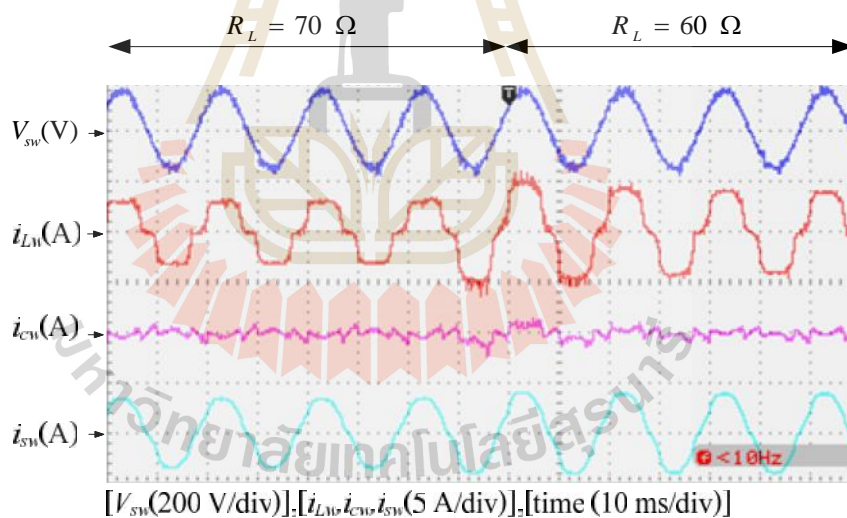
6.24 ผลการกำจัดฮาร์มอนิก w
 R_L เท่ากับ $90 \, \Omega$ เป็น $70 \, \Omega$



6.25 ผลการกำจัดฮาร์มอนิก u
 R_L เท่ากับ $70 \, \Omega$ เป็น $60 \, \Omega$



6.26 ผลการกำจัดฮาร์มอนิก v
 R_L เท่ากับ $70 \, \Omega$ เป็น $60 \, \Omega$



6.27 ผลการกำจัดฮาร์มอนิก w
 R_L เท่ากับ $70 \, \Omega$ เป็น $60 \, \Omega$

6.22 6.27 สังเกตได้ว่าเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้น
 ฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ สามารถทำการกำจัดฮาร์มอ

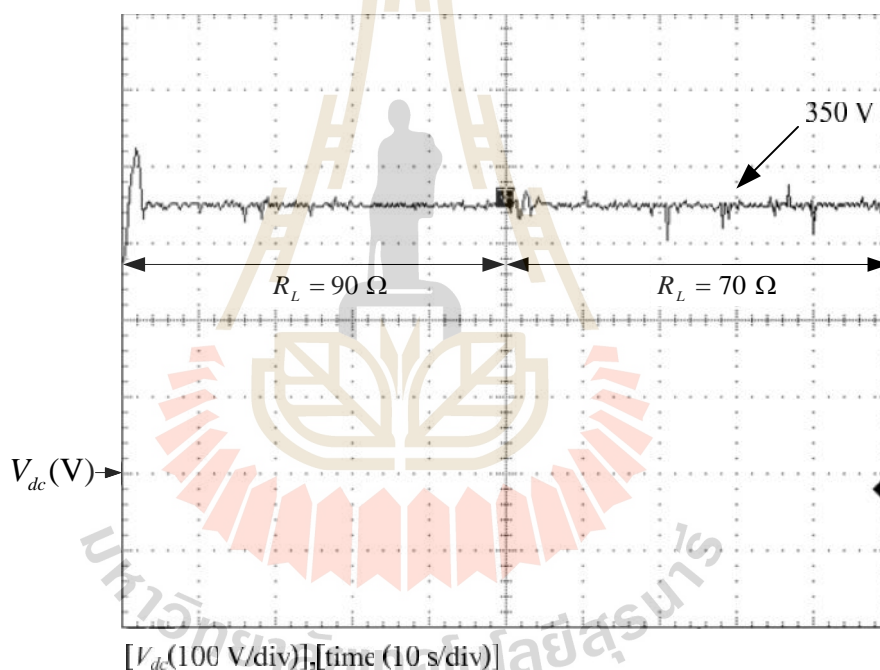
ได้สอดคล้องตามขนาดของกระแสไฟฟ้าที่เปลี่ยนไป และส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย
มีขนาดเปลี่ยนตามขนาดกระแสโหลดด้วยเช่นกัน

นอกจากนี้ ผลการทดสอบค่าแรงดันบัสไฟตรง V_{dc}

ได้ดังรูปที่ 6.28

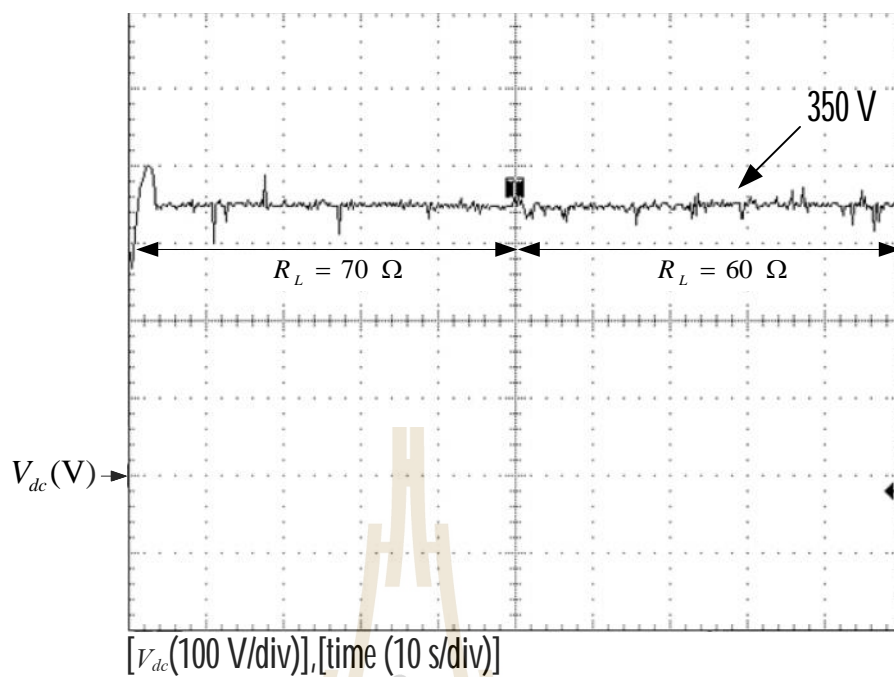
R_L เท่ากับ 90 Ω เป็น 70 Ω ได้ว่า ช่วงที่มีการเปลี่ยนโหลด ค่าแรงดันตกลงไปอยู่ที่
330 V หลังจากนั้นการควบคุมสามารถควบคุมให้แรงดันบัสไฟตรงเข้าสู่ค่าที่ต้องการ
350 V ซึ่งจากรูปสังเกตได้ว่าใช้เวลาประมาณ 3 6.29

R_L เท่ากับ 70 Ω เป็น 60 Ω ได้ว่า ช่วงที่มีการเปลี่ยนโหลด ค่าแรงดันตกลงไปอยู่ที่
340 V และใช้เวลาประมาณ 3.5 วินาที ในการกลับเข้าสู่ที่แรงดัน 350 V



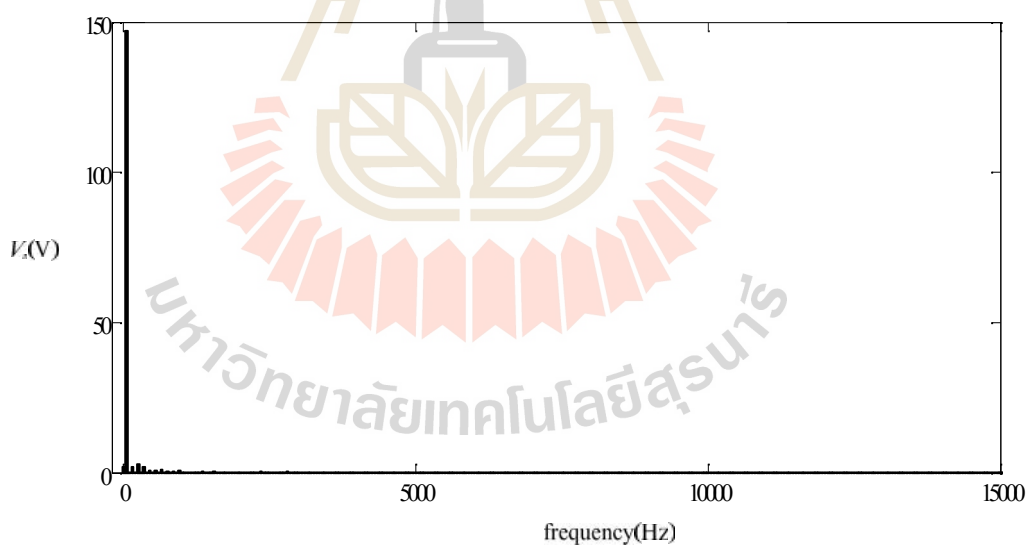
6.28 ค่าแรงดันบัสไฟตรงกรณี

R_L เท่ากับ 90 Ω เป็น 70 Ω

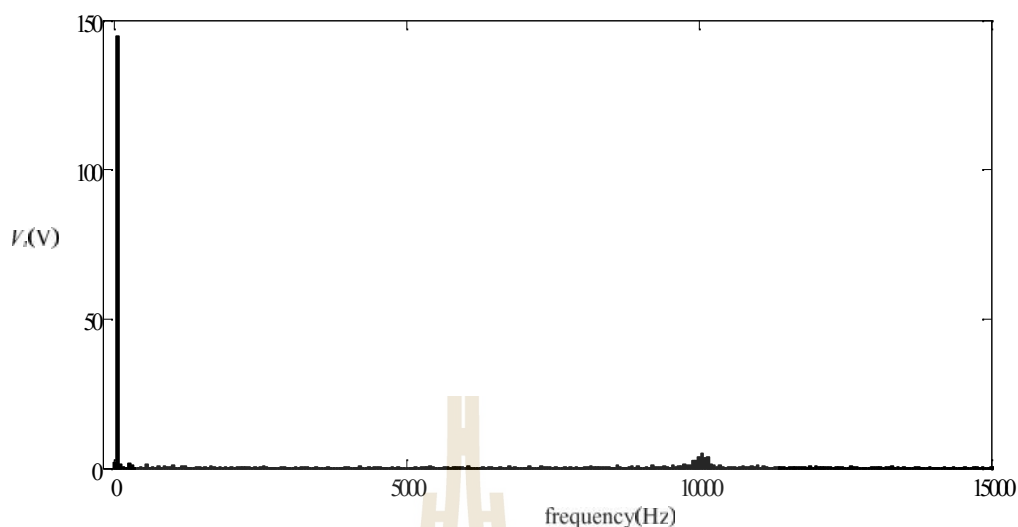


6.29 ค่าแรงดันบัลไฟตรงกรณี

R_L เท่ากับ 70Ω เป็น 60Ω



() สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายก่อนการชดเชย



() สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชย

6.30 สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของ u

6.30() ผลสเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายของเฟส u ก่อนการชดเชย พบว่ามีเฉพาะส่วนประกอบที่ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz และเมื่อทำการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ พบว่ามีส่วนประกอบที่ความถี่มูลฐาน และ 10 kHz 6.30() หนึ่งวงรอบใช้ความถี่สวิตช์เท่ากับ 10 kHz จึงส่งผลให้แรงดันที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยมีสัญญาณรบกวนดังกล่าว

6.4 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการสร้างสรรค์แเวอร์ระบบ กำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟพร้อมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าระบบดังกล่าวในกรณีโหลด มีขนาดต่างกัน พบว่า การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟพร้อมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบมีประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ให้ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยมีค่าลดลง และผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด พบว่าระบบสามารถทำการชดเชยฮาร์มอนิกได้สอดคล้องกับกระแสโหลดที่เปลี่ยนแปลงไป นอกจากนี้ผลการทดสอบค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรอง

กำลังแอกทีฟ พบว่า ตัวควบคุมพีไอมีสมรรถนะที่เพียงพอต่อการควบคุมให้แรงดันบัลไฟตรงมีค่า
งดันบัลไฟตรงอ้างอิงในทุกกรณีการทดสอบ



บทที่ 7

สรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส และระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เริ่มต้นจากการค้นคว้าปรัทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ พบว่า งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบมีหลายวิธี และสามารถใช้ได้กับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส และระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล นอกจากนี้ยังได้ศึกษาค้นคว้าปรัทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบร่วมกับวงจรอื่น ๆ เช่น วงจรแปลงผันดิซีสเป็นดิซีส วงจรแปลงผันเอซีสเป็นดิซีส เพื่อทำความเข้าใจถึงวิธีการทำงานได้มากขึ้น ซึ่งผลงานวิจัยทั้งหมดดังกล่าวได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบเป็นอีกหนึ่งวิธีที่ใช้ควบคุมการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เพื่อทำการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้กับระบบไฟฟ้าภายหลังการชดเชย ซึ่งการควบคุมดังกล่าวมีลักษณะการทำงานที่ละคาบเวลา ในทุก ๆ คาบเวลาจะควบคุมให้ แรงดันที่แหล่งจ่าย กระแสที่แหล่งจ่าย และตัวต้านทานเสมือนสัมพันธ์กันแบบเชิงเส้น แต่อย่างไรก็ตามวิธีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบเป็นวิธีการกำจัดฮาร์มอนิกทุกอันดับ จึงไม่สามารถทำการกำจัดฮาร์มอนิกบางอันดับได้ โดยรายละเอียดดังกล่าวได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 นอกจากนี้ในบทดังกล่าวยังได้นำเสนอขั้นตอนการทำงานของ การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในหนึ่งคาบเวลาในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส และระบบไฟฟ้าสามเฟส

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอในการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรง เนื่องจากเป็นวิธีที่มีสมรรถนะการทำงานที่ดี และสะดวกในการนำมาสร้างในระบบฮาร์ดแวร์ การออกแบบระบบควบคุมดังกล่าวจำเป็นต้องอาศัยค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งการ

ออกแบบตัวควบคุม และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4 นอกจากนี้ในบทดังกล่าวยังได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์ระบบกำลังการจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส และระบบไฟฟ้าสามเฟส ซึ่งมีความสำคัญและจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับการทำวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวจะใช้ในการตรวจสอบสมรรถนะของตัวควบคุมที่ได้ออกแบบ และผลการจัดฮาร์โมนิกในขั้นปลายก่อนที่จะดำเนินการสร้างระบบฮาร์ดแวร์ทดสอบจริง ทั้งนี้เพื่อป้องกันความเสียหายของอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์ และอุปกรณ์ไฟฟ้าในระบบที่พิจารณาที่อาจเกิดขึ้นได้

การสร้างฮาร์ดแวร์การกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้นำเสนอถึงรายละเอียดของอุปกรณ์ต่าง ๆ ในระบบไฟฟ้าที่พิจารณา นำเสนอการสร้างวงจรควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ และการทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกของระบบฮาร์ดแวร์ ซึ่งการทดสอบได้แบ่งเป็น 2 กรณี คือ กรณีโหลดที่มีขนาดต่างกัน และกรณีโหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด โดยผลการทดสอบกรณีแรก พบว่า การกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบสามารถให้สมรรถนะในการกำจัดฮาร์โมนิกที่ดี ให้ผลค่า %THD ลดลงจากก่อนการชดเชย ผลการทดสอบกรณีที่สอง พบว่า ระบบสามารถทำการชดเชยฮาร์โมนิกได้สอดคล้องกับกระแสโหลดที่เปลี่ยนแปลงไป สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง พบว่า ตัวควบคุมแบบพีไอมีสมรรถนะที่เพียงพอต่อการควบคุมให้แรงดันบัสไฟตรงมีค่าตรงตามแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง โดยผลการทดสอบสามารถดูได้จากบทที่ 5

ในบทที่ 6 ได้นำเสนอการสร้างฮาร์ดแวร์การกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าสามเฟส การทดสอบระบบฮาร์ดแวร์ดังกล่าวได้แบ่งเป็น 2 กรณี คือ กรณีโหลดที่มีขนาดต่างกัน และกรณีโหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด โดยผลการทดสอบทั้งสองกรณี พบว่า การกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในระบบไฟฟ้าสามเฟสให้สมรรถนะในการกำจัดฮาร์โมนิกที่ดี สามารถให้ผลค่า %THD ลดลงจากก่อนการชดเชย และตัวควบคุมแบบพีไอมีสมรรถนะที่เพียงพอต่อการควบคุมให้แรงดันบัสไฟตรงมีค่าตรงตามแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง

7.2 ข้อเสนอแนะ

1. ควรพิจารณาการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบในกรณีที่พิจารณาผลของความเพี้ยนจากแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย เนื่องจาก

ถ้าแรงดันไฟฟ้าดังกล่าวมีความเพี้ยนไปจากรูปไซน์ จะส่งผลให้การกำจัดฮาร์มอนิกมีความถูกต้องน้อยลง ดังนั้น จึงควรมีการพัฒนาต่อยอดแก้ไขปัญหาดังกล่าวเพื่อให้การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวิธีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบมีประสิทธิภาพสูงสุด

2. ศึกษาเทคนิคการปรับปรุงการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบตามวิธีการที่ปรากฏในบทความ “Chatterjee, K., Ghodke D. V., Chandra, A., and Al-Haddad, K. (2010). Modified one-cycle controlled load compensator. Power Electronics IET. 4: 481 – 490.” เพื่อปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมดังกล่าวให้ดีขึ้นกว่าเดิม



รายการอ้างอิง

- Benchaita, L., Saadate, S., and Nia, A.S. (1999). A Comparison of Voltage Source and Current Source Shunt Active Filter by Simulation and Experimentation. **IEEE Transactions on Power Systems**. 14(2): 837-842.
- Chatterjee, K., Ghodke D. V., Chandra, A., and Al-Haddad, K. (2010). Modified one-cycle controlled load compensator. **Power Electronics IET**. 4: 481 – 490.
- Chen, D. and Xie, S. (2004). Review of the control strategies applied to active power filters. **IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation Restructuring and Power Technologies (DRPT '04)**. 2: 666-670.
- Cheng, L., Yun-ping, Z. (2004), One-cycle control active power filter for three-phase four-wire systems. Proceedings. **First International Conference on Power Electronics Systems and Applications**. 61 – 65 .
- Elham, B. M., Clarence, L. W., and Adly, A.G. (1992). A Harmonic Analysis of the Induction Watthour Meter's Registration Error. **IEEE Transaction on Power Delivery**. 7(3): 1080 - 1088.
- Ghodke D.V., Chatterjee, K. and Fernandes, B.G. (2008). Modified One-Cycle Controlled Bidirectional High-Power-Factor AC-to-DC Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 55(6): 2459-2471.
- Ho, J.M., Liu, C.C. (2001). The Effects of Harmonics on Differential Relay for a Transformer. **IEEE International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED)**, 2(482):
- Hayashi, Y., Sato, N. Sato and Takahashi, K. (1988). A Novel Control of a Current Source Active Filter for AC Power System Harmonic Compensation. **IEEE Conference on Industry Applications Society Annual**. 1: 837–842.

- Huang, Y., Zhou, Z. and Wan, C. (2008). The Modified Strategy of Active Power Filter Based on One-cycle Control. **Pacific-Asia Workshop on Computational Intelligence and Industrial Application (PACIIA)**. 170 – 174.
- Indrajit, P. and Paul, J.S. (1989). Effect of Harmonic on Power Measurement. **IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference**. 129 - 132.
- Ingram, M.E. and Round D. (1997). A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter. **Power Electronics and Drive Systems International Conference on**. 2: 744-749
- Qiao, C., Jin, T., and Smedley, K.M. (2004). Unified Constant-frequency Integration Control of Three-phase Active-Power-Filter with Vector Operation. **IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)**. 3: 1608 – 1614.
- Qiao, C. and Smedley, K.M. (2002). Three-phase bipolar mode active power. **IEEE Transactions on Industry Applications**. 38(1): 149-158
- Rice, D. E. (1986). Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics – Their Effect on Power Systems Components. **IEEE Transactions on Industrial**. 22(1): 161-177.
- Smedley, K.M. and Cuk S. (1995). One-Cycle Control of Switching Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 10(6): 625-633.
- Smedley, K.M., Zhou, L. and Qiao, C. (2001). Unified Constant-Frequency Integration Control of Active Power Filters-Steady-State and Dynamics. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 16(3): 482-436.
- Sreeraj E.S., Prejith E.K., Kishore Chatterjee and Santanu Bandyopadhyay(2014), An Active Harmonic Filter Based on One-Cycle Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 61: 3799 – 3809.
- Sujitjorn, S. Areerak, K-L. and Kulworawanichpong, T. (2007). The DQ Axis With Fourier (DQF) Method for Harmonic Identification. **IEEE Transactions on Power Delivery**. 22(1): 737-739.

- Takeda, M., Ikeda, A., Teramoto and Aritsuka T. (1998) Harmonic Current and Reactive Power Compensation with an Active Filter. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists** (PESC '88, 2: .1179-1174
- Wagner, V. E. (1993). Effects of Harmonics on Equipment. **IEEE Transactions on Power Delivery**.
8(2): 672-680.
- Wang, Y., Li, J. and Yu J. (2006). Comprehensive Analysis and Design for One-Cycle Controlled DC Side APF. **IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. 750 – 755.
- Xu, J.H., Lott, C., Saadate S. and Davat B. (1994). Simulation and Experimentation of a Voltage Source Active Filter Compensating Current Harmonics and Power Factor. **Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 94, 20th International Conference**, 1: 411-415
- Yong, W., Sunghua, S. and Miao G. (2006). Three-phase Active Power Filter Based on Space Vector and One-cycle Control. **Power Electronics and Motion Control Conference, CES/IEEE 5th International** 2(1): 1-4.

ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา



รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

วรสันต์ สัตยาอภิธาน กองพล อารีรักษ์ และกองพันธ์ อารีรักษ์. การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 39, เพชรบุรี, 2-4 พฤศจิกายน 2559, vol 1, หน้า 239 – 242.



การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่แบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบ Harmonic Elimination via Active Power Filter Based On One Cycle Control

วสันต์ สัตยาอภิธาน กองพล อารีรัตน์¹ และกองพัน อารีรัตน์

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

¹Corresponding Author: kongpol@sut.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่แบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบ การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบ ใช้การอินทิเกรตกับการรีเซ็ต ควบคุมการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เพื่อควบคุมการชดเชยกระแส ใช้ตัวควบคุมพีไอควบคุมแรงดันบัสไฟตรง วิธีที่นำเสนอ นี้ ไม่มีการตรวจสอบฮาร์มอนิก ไม่มีการคำนวณหากระแสอ้างอิง สำหรับควบคุมกระแส ไม่ต้องการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ทำให้มีผลการตอบสนองที่เร็ว การจำลองสถานการณ์ในบทความนี้ ใช้โปรแกรม SimPowerSystems ของ MATLAB จากผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่แบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบ สามารถทำการกำจัดฮาร์มอนิกได้ดี สามารถควบคุมแรงดันบัสไฟตรงได้

คำสำคัญ: วงจรกรองกำลังแอกทีฟ การควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบ การกำจัดฮาร์มอนิก

Abstract

This paper presents harmonic elimination in power system via active power filter based on one cycle control. This method uses an integrator and reset circuits to control the pulse width for compensating current control. The PI controllers are applied for compensating current control and DC bus voltage control. This proposed methods does not need the current reference calculation. Thus, it can use the simple analog circuit to implement this system. The simulation results show that the proposed control strategy can provide the good results in term of harmonic elimination. Moreover, the active power filter can improve the power factor after compensation.

Keywords: active power filter, one cycle control, harmonic elimination

1. บทนำ

หลายปีที่ผ่านมามีการขยายตัวของอุตสาหกรรมมากขึ้น เช่น มอเตอร์ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ส่วนใหญ่ประกอบด้วยไดโอด ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ เป็นโหลดที่มีพฤติกรรมไม่เป็นเชิงเส้น เป็นสาเหตุที่

ก่อให้เกิดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า และส่งผลให้เกิดกำลังงานสูญเสียในอุปกรณ์ไฟฟ้า[1] ปัญหาดังกล่าวส่งผลให้อุปกรณ์ไฟฟ้าทำงานผิดพลาด [2] เกิดความร้อนต่ออุปกรณ์ขณะใช้งาน[3] และมีอายุการใช้งานสั้นลง จากเหตุผลข้างต้น จึงเป็นประเด็นสำคัญที่ต้องทำการกำจัดฮาร์มอนิกวงจรที่ได้รับความนิยมในการกำจัดฮาร์มอนิก คือ วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน[4]-[5] โครงสร้างเป็นอินเวอร์เตอร์หลังจ่ายแรงดัน ต่อขนานกับระบบไฟฟ้ากำลัง มีการตรวจสอบกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธีต่าง ๆ เช่น การตรวจสอบด้วยวิธีการอย่างอิงเชิงคณิตศาสตร์[6] วิธีสี่ควอด[7] วิธีสี่คว[8] ซึ่งการตรวจสอบฮาร์มอนิกดังกล่าว จำเป็นต้องมีการแปลงสัญญาณกระแส และแรงดันไฟฟ้าจากสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล เพื่อนำไปคำนวณบนบอร์ดควบคุม

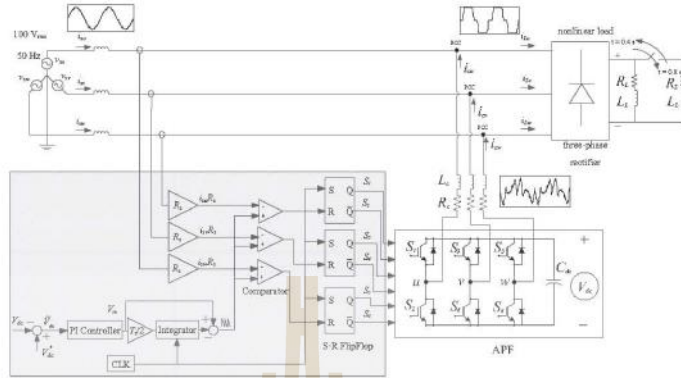
สำหรับบทความนี้เลือกใช้การชดเชยฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่แบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบ[9]-[10] เนื่องจากมีกระบวนการทำงานที่ไม่ซับซ้อน ใช้ความถี่สวิตซ์กึ่ง มีข้อแตกต่างจากวิธีที่กล่าวไว้คือ ไม่มีการตรวจสอบฮาร์มอนิก ไม่มีการคำนวณกระแสอ้างอิง ทำให้ไม่ต้องการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ส่งผลให้มีการตอบสนองได้รวดเร็ว

เนื้อหาในบทความนี้ประกอบไปด้วยห้าส่วน คือ ส่วนที่หนึ่งเป็นบทนำ ส่วนที่สองเป็นการทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบ ส่วนที่สาม ทฤษฎีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบ ส่วนที่สี่ เป็นการออกแบบตัวควบคุมพีไอ ส่วนที่ห้า แสดงผลการจำลองสถานการณ์ ส่วนสุดท้ายเป็นสรุปผล

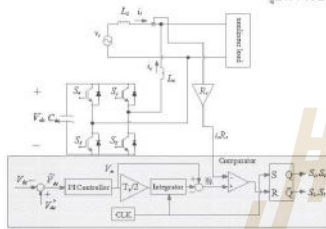
2. การทำงานแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบ

จากรูปที่ 1 แสดงระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่แบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบกรณีสามเฟส เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจ ในบทความนี้จะทำการอธิบายการทำงานแบบกรณีหนึ่งเฟสแสดงดังรูปที่ 2

การทำงานของวิธีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรรอบ เริ่มจากเปรียบเทียบค่าแรงดันบัสไฟตรง กับแรงดันอ้างอิง จากนั้นส่งสัญญาณให้กับตัวควบคุมพีไอเพื่อคำนวณและรีเซ็ตค่าแรงดัน ให้มีค่าแรงดันแรงดันอ้างอิง สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอ คือ V_m^* บล็อกอินทิเกรตทำการอินทิเกรตสัญญาณ V_m^* จากนั้นนำสัญญาณ V_m^* ที่



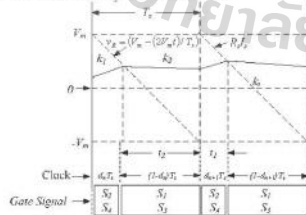
รูปที่ 1 ระบบควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรแบบสามเฟส



รูปที่ 2 ระบบควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจรแบบสามเฟส

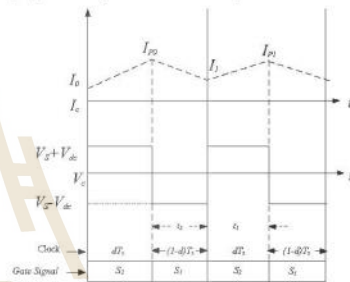
ได้จากตัวควบคุมฟีดแบ็กไปเทียบกับสัญญาณอ้างอิงของบล็อกอินทิเกรต ทำให้ได้รูปสัญญาณสามเหลี่ยมที่เปลี่ยนไปใช้ในการเปรียบเทียบสัญญาณ $i_d R_c$ เอาต์พุตที่ได้จากการเปรียบเทียบจะนำไปสั่งบล็อกฟลิปฟลอปเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ไปสั่งการทำงานของสวิตช์ในวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จากนั้นบล็อกสร้างสัญญาณนาฬิกาจะไปสั่งให้บล็อกอินทิเกรตทำการเริ่มต้นค่าใหม่ เพื่อเป็นการเริ่มต้นรอบการทำงานใหม่ กระบวนการที่กล่าวไว้ทั้งหมดนี้จะทำซ้ำทุก ๆ รอบการสวิตช์

จากรูปที่ 3 เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างกระแสที่แหล่งจ่าย (i_g) กับสัญญาณสามเหลี่ยมที่เปลี่ยนไป (v_p) ขนาดของสัญญาณมีค่าเท่ากับ V_m การทำงานสวิตช์ จะทำงานพร้อมกัน 2 ตัว ในหนึ่งรอบการสวิตช์ คือ ในช่วงเวลา $0 < t < dT_s$ S_1, S_4 ไม่ทำงาน S_2, S_3 ทำงาน และในช่วงเวลา $dT_s < t < T_s$ S_1, S_4 ทำงาน S_2, S_3 ไม่ทำงาน d คือ อัตราส่วนการสวิตช์ T_s คือ คาบการสวิตช์



รูปที่ 3 การเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างกระแสที่แหล่งจ่าย กับสัญญาณสามเหลี่ยมที่เปลี่ยนไป

3. ทฤษฎีการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจร



รูปที่ 4 กราฟกระแส และแรงดันของตัวเหนี่ยวนำ (L_c)

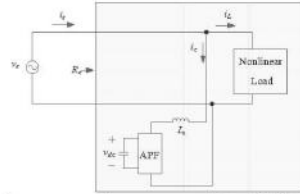
จากรูปที่ 4 แสดงทิศทางการไหลของกระแส และแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เนื่องจากใช้ความถี่ในการสวิตช์สูง ดังนั้นในหนึ่งรอบการสวิตช์ ทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก จึงพิจารณาให้ I_c มีค่าเท่ากับ I_d และ I_{p1} มีค่าเท่ากับ I_{p2} โดย I_c คือ ค่าเริ่มต้นของกระแสเหนี่ยวนำ I_{p1} คือ ค่ากระแสเหนี่ยวนำสูงสุดของรอบการสวิตช์รอบแรก ดังนั้นในสถานะคงตัวจะได้ความสัมพันธ์ ดังสมการที่ (1)

$$(V_s + V_{dc})dT_s = (V_s - V_{dc})(T_s - dT_s) \quad (1)$$

จากสมการที่ (1) สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ และแรงดันที่แหล่งจ่าย ได้ดังสมการที่ (2)

$$V_{dc} = \frac{1}{(1-2d)}V_s \quad (2)$$

เพื่อให้กระแสที่แหล่งจ่ายมีเฉพาะกระแสที่องค์ประกอบหลักมูลและกำลังงานไฟฟ้าจริง จึงทำการจำลองขนาดความต้านทานโหลดที่เป็นเชิงเส้น การจำลองค่าความต้านทานเปรียบเสมือนการจำลองจากโหลดพหุนามกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ดังนั้นกำหนด R_c คือ ค่าความต้านทานสมมูลของระบบ แสดงดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 วงจรสมมูลการทำงานของวงจรกำลังแยกที่หนึ่งเฟส

เป้าหมายของการควบคุมวงจรกำลังแยกที่หนึ่งเฟส เพื่อ การควบคุมให้ค่ากระแสที่แหล่งจ่ายมีเฉพาะส่วนประกอบความถี่หลัก และกำลังงานจริง โดยความสั่นพ้องของกระแส และแรงดันที่แหล่งจ่ายจะเป็น ดังสมการที่ (3)

$$V_s = R_s \times i_s \quad (3)$$

พิจารณาสมการที่ (2) สมการที่ (3) และพิจารณาว่า R_s (R_s คือค่าอัตราส่วนของตัวควบคุมกระแส) จะได้สมการที่ (4)

$$\frac{R_s}{R_e} (1 - 2d) V_{dc} = R_s i_s \quad (4)$$

$$V_m = \frac{R_s}{R_e} V_{dc} \quad (5)$$

พิจารณาสมการที่ (4) และสมการที่ (5) จะได้สมการควบคุมที่สำคัญดังสมการที่ (6)

$$V_m (1 - 2d) = R_s i_s \quad (6)$$

การสร้างระบบแอนาล็อกจำเป็นต้องจัดรูปสมการที่ (6) ให้อยู่ในรูป

เทอมอินทิเกรต โดยกำหนดค่าเวลาอินทิเกรต คือ $T_i = \frac{T_s}{2}$ ได้ดัง

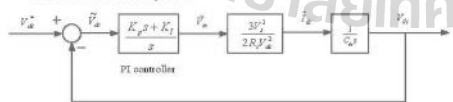
สมการที่ (7) จากสมการที่ (7) จัดรูปใหม่จะได้ดังสมการที่ (8)

$$V_m - \frac{1}{T_i} \int v_o dt = R_s i_s \quad (7)$$

$$V_m - \frac{dT_i}{T_i} V_m = R_s i_s \quad (8)$$

4. การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ

ค่าแรงดันบัสไฟตรงมีผลต่อสมรรถนะการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงจร ดังนั้นการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของตัวเก็บประจุ ให้คงที่ ณ จุดการทำงานค่อนข้างมีความสำคัญมาก ในส่วนนี้จะได้นำเสนอการออกแบบการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ตามแบบบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 6



รูปที่ 6 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_p และ K_i ของตัวควบคุมพีไอใช้วิธีเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ดังสมการที่ (9) กับพหุนามพหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (10) โดยกำหนดค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_n) เท่ากับ 10π rad/s ค่าอัตราส่วนการหน่วง (ζ) เท่ากับ $\sqrt{2}/2$ ค่าแรงดันบัสไฟตรง เท่ากับ 400 V ดังที่ได้กล่าวในข้างต้นจะสามารถหาสมการของตัวควบคุมแบบพีไอได้ดังสมการที่ (11) และสมการที่ (13) ตามลำดับ และสามารถหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ได้ดังสมการที่ (12) และสมการที่ (14) ตามลำดับ

$$\frac{V_d}{V_{dc}} = \frac{3V_s^2}{2R_s V_{dc}^2} \frac{1}{C_d} \left(\frac{K_p s + K_i}{s^2 + \left(\frac{3V_s^2}{2R_s V_{dc}^2} \frac{K_p}{C_d} \right) s + \frac{3V_s^2}{2R_s V_{dc}^2} \frac{K_i}{C_d}} \right) \quad (9)$$

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (10)$$

$$K_p = \frac{4\zeta\omega_n R_s V_{dc}^2 C_d}{3V_s^2} \quad (11)$$

$$K_p = \frac{4 \times \frac{\sqrt{2}}{2} \times 10\pi \times 1.5 \times 400^2 \times 1000 \times 10^{-6}}{3 \times (100 \times \sqrt{2})^2} = 0.76 \quad (12)$$

$$K_i = \frac{2\omega_n^2 R_s V_{dc}^2 C_d}{3V_s^2} \quad (13)$$

$$K_i = \frac{2 \times (10\pi)^2 \times 1.5 \times 400^2 \times 1000 \times 10^{-6}}{3 \times (100 \times \sqrt{2})^2} = 16.84 \quad (14)$$

5. ผลการจำลองสถานการณ์

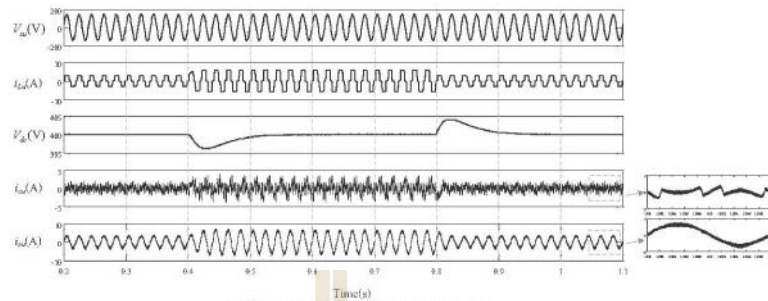
การจำลองสถานการณ์ในบทความนี้ ใช้โปรแกรม MATLAB คำนวณชุดบล็อก SimPowerSystems โดยค่าพารามิเตอร์ของระบบ แสดงดังตารางที่ 1 ซึ่งผลทดสอบทั้งหมด ได้ แสดงไว้ในรูปที่ 7

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ของระบบ

พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้า	$V_s = 100$ V, $f_s = 50$ Hz, $L_s = 10$ μ H, $L_f = 3$ mH
พารามิเตอร์ของโหลด	$L_L = 0.5$ H, $R_L = 80$ Ω
พารามิเตอร์สำหรับวงจรของกำลังแยกที่หนึ่ง	$L_e = 1$ mH, $C_{dc} = 3200$ μ F, $V_{dc} = 400$ V
ค่าตัวควบคุมพีไอ	$K_p = 0.76$, $K_i = 16.84$
ค่าความถี่การสวิตช์	$f_s = 50$ kHz
อัตราส่วนการสวิตช์	$R_s = 1$

ตารางที่ 2 ผลการทดสอบสมรรถนะตัวกรองความถี่

ตัวบ่งชี้	ก่อนลดรอบ		หลังลดรอบ	
	โหลดปกติ	โหลดเปลี่ยน	โหลดปกติ	โหลดเปลี่ยน
%THD _v	26.41	24.59	3.58	2.93



รูปที่ 7 ผลการจำลองก่อนการนำตัวกรองฮาร์มอนิก

ผลการกำจัดฮาร์มอนิกแสดงให้เห็นดังรูปที่ 7 โดยที่ตัวกรองฮาร์มอนิกที่สร้างขึ้นจากตัวกรองจะสังเกตเห็นว่า กระแสโหลด (i_{ld}) จะมีรูปร่างสัญญาณบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปไซน์ ลำดับถัดมา คือ สัญญาณแรงดันบัสไฟฟ้าน (V_{bus}) สังเกตได้ว่าระบบควบคุมสามารถทำการควบคุมให้แรงดันมีค่าที่ 400 โวลต์ได้ในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดที่ ช่วงเวลา 0.4 และ 0.8 วินาทีตามลำดับ สัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย (i_{sg}) สังเกตเห็นว่า ภายหลังการชดเชยมีรูปร่างใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น

สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก แสดงได้ดังตารางที่ 2 จากตารางดังกล่าว พบว่า ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนฮาร์มอนิกเฉลี่ย (%THD_{avg}) ของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้า ก่อนการชดเชยมีค่าเท่ากับ 26.41 % ภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากับ 3.58 % สังเกตได้ว่าระบบดังกล่าวสามารถทำการชดเชยฮาร์มอนิกได้ โดยในอนาคตจะนิยามสร้างชุดทดสอบเพื่อยืนยันหลักการที่นำเสนอในบทความ

6. สรุป

การชดเชยฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแยกที่แบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ใช้การอินทิเกรตกับวิธีเซตในการควบคุมอัตราส่วนการสวิทช์ของวงจรกรองกำลังแยกที่ เพื่อที่จะทำให้กระแสที่แหล่งจ่าย ภายหลังการชดเชยมีรูปร่างใกล้เคียงรูปไซน์ ไม่ต้องตรวจจับฮาร์มอนิกที่กระแสโหลดไม่ต้องแปลงสัญญาณจากแอนะล็อกเป็นดิจิตอล ทำให้ผลการตอบสนองที่เร็ว เป็นระบบที่สามารถสร้างจริงได้ง่าย จากผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า ภายหลังการชดเชยระบบสามารถทำการกำจัดฮาร์มอนิกกระแสทางด้านแหล่งจ่ายได้ดี

เอกสารอ้างอิง

- [1] D. E. Rice "Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics – Their Effect on Power Systems Components," IEEE Transactions on Industrial, 1986, ch. 22(1), pp. 161-177.
- [2] J.M. Ho and C.C. Liu, "The Effects of Harmonics on Differential Relay for a Transformer", IEEE International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED), 2001. ch. 2, pp. 5.

- [3] V. E. Wagner, "Effects of Harmonics on Equipment. IEEE Transactions on Power Delivery," 1993, ch. 8(2), pp. 672-680.
- [4] Y. Hayashi, N. Sato and K. Takahashi, "A Novel Control of a Current Source Active Filter for AC Power System Harmonic Compensation," IEEE Conference on Industry Applications Society Annual, 1988, ch. 1, pp. 837-842.
- [5] J.H. Xu, C. Lott, S. Saadate, and B. Davat, "Simulation and Experimentation of a Voltage Source Active Filter Compensating Current Harmonics and Power Factor," Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, 20th International Conference, 1994, ch. 1, pp. 411-415.
- [6] M. Takeda, K. Ikeda, A. Teramoto and T. Aritsuka, " Harmonic Current and Reactive Power Compensation with an Active Filter," IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1988 (PESC '88), 1988, ch. 2, pp. 1174-1179.
- [7] S. Sujitjorn, K.-L. Areearak, and T. Kulworawanichpong, "The DQ Axis With Fourier (DQF) Method for Harmonic Identification," IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, ch. 22(1), pp. 737-739.
- [8] D. Chen and S. Xie, " Review of the control strategies applied to active power filters," IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation Restructuring and Power Technologies (DRPT '04), 2004, ch. 2, pp. 666-670.
- [9] K.M. Smedley, L. Zhou and C. Qiao, "Unified Constant-Frequency Integration Control of Active Power Filters-Steady-State and Dynamics," IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, ch. 16, pp. 428-436.
- [10] K. Chatterjee, D.V. Ghodke, A. Chandra and K. Al-Haddad, "Modified one-cycle controlled load compensator," Power Electronics IET, 2010, ch. 4, pp. 481 – 490.

ประวัติผู้เขียน

นายวรสันต์ สัตยาอภิธาน เกิดเมื่อวันที่ 27 พฤษภาคม พ.ศ. 2535 การศึกษาระดับประถมศึกษา โรงเรียนบวรรัตนศาสตร์ ระดับมัธยมศึกษาปีที่โรงเรียนมกุฎเมืองราชวิทยาลัย สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2556 และในปีเดียวกันได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยระหว่างศึกษา ได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จำนวน 3 รายวิชา ได้แก่ ปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้าพื้นฐาน ปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้ามูลฐาน และปฏิบัติการเครื่องจักรกลไฟฟ้าพื้นฐาน ในระหว่างการทำวิทยานิพนธ์ผู้วิจัยมีความสนใจในด้านการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟร่วมกับการควบคุมแบบอิงการควบคุมหนึ่งวงรอบ ซึ่งจากการทำวิทยานิพนธ์นี้ทำให้ผู้วิจัยมีผลงานตีพิมพ์ปรากฏดังภาคผนวก ก. จำนวน 1 ฉบับ

